AMPLIFICADORES OPERACIONALES Y CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES

Robert F. Coughlin

Frederick F. Driscoll

Traducción
Efrén Alatorre Miguel
Lic. en Ciencias Físicas
Facultad de Ciencias, UNAM

Revisión Técnica
Guillermo Aranda Flores
Ingeniero Electrónico
Universidad La Salle

PRENTICE-HALL HISPANOAMERICANA, S.A.
México - Englewood Cliffs - Londres - Sidney - Toronto
Nueva Delhi - Tokio - Singapur - Rio de Janeiro

Find your solutions manual here!

EDICION EN ESPAÑOL:

DIRECTOR	Raymundo Cruzado González
EDITOR	José Tomás Pérez Bonilla
GERENTE DE TRADUCCION	Jorge Bonilla Talavera
SUPERVISOR DE TRADUCCION	Joaquín Ramos Santalla
GERENTE DE PRODUCCION	Juan Carlos Hernández García
SUPERVISOR DE PRODUCCION	Jorge Manzano Olmos

EDICION EN INGLES:

Editorial/production supervision: Ellen Denning
Interior design: Jayne Conte
Cover design: Bruce Kenselaar
Manufacturing buyer: Ed O'dougherty
Cover photograph: Gary Gleadstone! The Image Bank

AMPLIFICADORES OPERACIONALES Y CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES, 4/E

Traducido de la cuarta edición en inglés de:
OPERATIONAL AMPLIFIERS & LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

Calle Enrique Jacob G. No. 20
Col . El Conde
Naucalpan de Juárez, Edo. de México

ISBN 968-880-284-0

Miembro de la Cámara Nacional de la Industria Editorial, Reg. Núm. 1524

ISBN 0-13-639923-1

SEP

TIPOGRAFICA BARSA, S.A.
Pino 343 Local 71-72
México 4, D.F.

2000 1994

IMPRESO EN MEXICO / PRINTED IN MEXICO

A nuestras parejas de baile
y a nuestras compañeras de toda la vida
Bárbara y *Jean*

A medida que envejecemos
más nos comprendemos

Contenido

Prefacio

En las tres primeras ediciones y ahora en esta cuarta nos hemos propuesto demostrar que los amplificadores operacionales y otros circuitos integrados lineales son a la vez divertidos y fáciles de usar, sobre todo si la aplicación no requiere que los dispositivos operen cerca de sus límites de diseño. La finalidad de esta obra es mostrar que fácil es utilizarlos en varias aplicaciones como instrumentación, generación de señales, filtros y circuitos de control.

Cuando se inicia el aprendizaje de cómo utilizar un amplificador operacional, *no* conviene presentar al principiante muchísimos amplificadores y pedirle que haga una selección justificada. Por esta razón, la introducción comienza con un amplificador operacional confiable y barato que "perdona" la mayoría de los errores que se cometen en el cableado, no toma en cuenta la capacitancia parásita y no se quema fácilmente. Nos referimos al amplificador operacional 741, cuyas características se dan en el Apéndice 1 y las aplicaciones se encuentran a lo largo del libro.

Si se requiere un amplificador operacional un poco más rápido para un ancho de banda mayor, se recomienda el 301 por ser de bajo costo y de uso común. En el

Apéndice 2 se describen sus características eléctricas y en el capítulo 10 se indica cuándo se prefiere éste en vez del 741. También se utilizan los amplificadores CA3140 y TL081 totalmente compatibles con el 741 para aplicaciones de alta frecuencia.

Adémas se han agregado amplificadores operacionales especializados como, el comparador LM339 con una sola fuente, en el capítulo 2 y el comparador LM311 de alto rendimiento en el capítulo 4. Cuando se necesita mejor desempeño en cd, se han agregado, en el capítulo 7, los amplificadores operacionales BiFET. En las aplicaciones de instrumentación también se usa el OP-07 con corriente de polarización baja y desviación de voltaje pequeña.

Esta edición está organizada en torno a una serie de capítulos básicos que deben leerse primero. Se trata de los capítulos 1 al 6, y siguen el orden lógico de aprendizaje, donde se muestra cómo usar los amplificadores operacionales para resolver diversos problemas de aplicación.

En estos primeros capítulos no se exponen las limitaciones de los amplificadores operacionales, porque es muy importante adquirir confianza en su utilización antes de aprovechar al máximo sus posibilidades. Cuando se estudian los transistores u otros dispositivos, no comenzamos por sus limitaciones. Por desgracia, gran parte de los primeros libros acerca de los circuitos integrados comienzan con las limitaciones y con ello oscurecen la simplicidad intrínseca y las extraordinarias ventajas de los circuitos integrados básicos sobre los circuitos de transistores básicos. Por estas razones, en los capítulos 9 y 10 explicamos las limitaciones de los amplificadores operacionales para quienes necesiten conocer algunas de ellas respecto al rendimiento en cd y en ca. Además, no todas las limitaciones de los amplificadores operacionales se aplican a todos los circuitos. Por ejemplo, las limitaciones en cd de un amplificador operacional, como es la desviación de voltaje, no suelen ser importantes si el amplificador se utiliza en un circuito amplificador de ca. Así, las limitaciones en cd (capítulo 9), se tratan aparte de las de ca (capítulo 10). Los capítulos se escribieron para que puedan estudiarse de manera independiente, en cualquier orden, una vez terminados los capítulos del 1 al 6.

Los circuitos de servoamplificador y restador se incorporaron al capítulo 5. El capítulo 6 se reestructuró para incluir las técnicas más recientes que utilizan un circuito integrado modulador/demodulador y en el generador de funciones trigonométricas para hacer un generador de onda triangular/cuadrada/senoidal de *precisión*, cuya frecuencia puede ajustarse en un intervalo amplio con una *sola* resistencia y cuya amplitud puede ajustarse sin afectar la frecuencia, o viceversa.

El capítulo 7 trata sobre las aplicaciones especializadas que se realizan de la mejor forma mediante amplificadores operacionales combinados con diodos. En el capítulo 8 se estudia lo que atañe a problemas de medición de variables físicas como, fuerza, presión y temperatura. Los amplificadores de puente y de instrumentación son ideales para este tipo de mediciones.

En el capítulo 11 se ofrece una descripción simplificada de los filtros activos. Se explican los cuatro tipos básicos: filtros pasa bajas, pasa altas, pasa banda y

rechazo de banda. Se seleccionaron los filtros Butterworth por ser los que se emplean a menudo y son fáciles de diseñar. Cuando se desea diseñar un filtro Butterworth pasa altas o pasa bajas con tres polos (de 60dB/década), en el capítulo 11 se encuentran indicaciones para hacerlo en cuatro pasos utilizando papel y lápiz. No se necesita calculadora ni programa de computadora.

Algebra básica es la única matemática que se requiere a lo largo del libro. Las secciones dedicadas a pasa banda y filtros de muesca se reescribieron por completo, con el fin de simplificar los procedimientos de diseño y la sintonización fina.

Un circuito integrado fascinante, el multiplicador, se describe en el capítulo 12 porque facilita el análisis y diseño de los circuitos de comunicación. Los moduladores, demoduladores, desviadores de frecuencia, el radio receptor universal de amplitud modulada y muchas otras aplicaciones se realizan con el multiplicador, un amplificador operacional y unas cuantas resistencias. Se conservó este capítulo porque muchos profesores e instructores nos escribieron para decirnos que se trata de una herramienta muy útil, pues con ella se introducen los principios de banda lateral única, portadora suprimida y de amplitud modulada estándar que se aplican en la comunicación radiofónica.

Se incorporó el capítulo 13 para quienes necesitan emplear el temporizador CI 555 y/o el contador de tiempo XR 2240.

También se agregó el capítulo 14 (para atender las peticiones de muchos profesores) sobre convertidores digital a analógico y analógico a digital. En concreto, los profesores habían pedido información sobre los convertidores que, (1) son compatibles con microprocesadores, (2) fáciles de seleccionar a través del canal (bus) de datos, (3) de bajo precio y fáciles de emplear y (4) (y esto es lo difícil) sean circuitos autosuficientes para ambos casos: convertidor digital a analógico compatible con microprocesadores y un convertidor analógico a digital que pueda: (a) usarse en un tablero de conexión por estudiantes en un laboratorio y (b) *no* requieran de microprocesador. Todo esto, es precisamente, lo que hemos hecho.

Dado que, casi todos los circuitos integrados lineales necesitan una fuente de alimentación regulada, atendiendo las peticiones de los lectores hemos conservado el material sobre el diseño y análisis de la fuente de alimentación y lo ofrecemos en el capítulo 15. Los reguladores más recientes de circuitos integrados se utilizan para mostrar cómo pueden obtenerse excelentes fuentes reguladas lineales a bajo costo para (a) circuitos integrados lógicos digitales de 5-V, (b) circuitos integrados lineales de ± 15-V, (c) una combinación de (a) y (b) para fuentes destinadas a microprocesadores y (d) fuentes ajustables, tanto positivas como negativas.

En esta cuarta edición incluimos sugerencias de estudiantes, profesores e ingenieros y técnicos de todas las regiones de Estados Unidos, Indonesia, Polonia, Japón y la Unión Soviética.

Esta edición contiene suficiente material para un curso de seis meses. Todos los circuitos fueron probados personalmente en laboratorio por los autores y sus recomendaciones destinadas a trabajo de laboratorio se agregaron al final de cada capítulo.

El material es idóneo para especialistas en otras áreas que no sean la electrónica, pero que deseen saber algo sobre circuitos integrados lineales; también para especialistas en electrónica que deseen usarlos. Los objetivos están incluidos al inicio de cada capítulo con el fin de atender las peticiones de nuestros lectores.

Agradecemos a Phyllis Wolff haber preparado el manuscrito original y su constante ayuda en la elaboración de esta cuarta edición. Un testimonio especial de gratitud para nuestro colega Robert S. Villanucci, quien hizo sugerencias muy valiosas y aprobó algunas ideas; también al decano Alexander Avtgis por su particular apoyo.

Asimismo, deseamos expresar nuestro agradecimiento a dos ingenieros de electrónica digital, Dan Sehingold de Analog Devices y Bob Pease de National Semiconductors, por sus críticas constructivas, sus correcciones técnicas y la orientación que nos brindaron en áreas que nos eran difíciles.

Por último, agradecemos a nuestros alumnos por su insistencia en una enseñanza de aplicación inmediata y a nuestros lectores en general por la cálida acogida otorgada a este libro y sus valiosos comentarios.

ROBERT F. COUGHLIN
FREDERICK F. DRISCOLL

Boston, Massachussets

CAPITULO 1

Introducción a los amplificadores operacionales

OBJETIVOS DE APRENDIZAJE

Después de terminar este capítulo de introducción, el alumno será capaz de:

- Trazar el símbolo del circuito para un amplificador operacional 741 y señalar los números de cada terminal.
- Mencionar e identificar por lo menos tres tipos de encapsulado que contienen a los amplificadores operacionales de propósito general.
- Identificar el fabricante, el amplificador operacional y el tipo de encapsulado a partir del número de identificación de parte.
- Hacer un pedido correcto de un amplificador operacional.
- Contar las terminales (patas) de un amplificador operacional desde una vista superior o inferior.

- Identificar la fuente de alimentación común en un diagrama de circuito y explicar por qué debe hacerlo.
- Conectar correctamente el circuito de un amplificador operacional.

1-0 INTRODUCCION

Uno de los dispositivos electrónicos de mayor uso y versatilidad en aplicaciones lineales es el *amplificador operacional*, al cual se le llama, especialmente en libros en inglés, "op amp". El amplificador operacional goza de gran popularidad porque su costo es bajo, es fácil de utilizar y divertido trabajar con él. Permite construir circuitos útiles sin necesidad de conocer la complejidad de la circuitería interna. Los posibles errores de cableado no tienen consecuencias pues están provistos de circuitos internos para autoprotección.

1-1 BREVE BOSQUEJO HISTORICO

1-1.1 Los primeros años

George Philbrick es una de las personas a quienes se atribuye la invención y difusión de los amplificadores operacionales. Trabajó primero en Huntington Engineering Labs. y luego en su propia compañía Philbrick Associates. Intervino en el diseño de un amplificador operacional con un solo tubo de vacío y lo introdujo al mercado en 1948. Esos primeros amplificadores y las versiones posteriores mejoradas estaban destinadas fundamentalmente a emplearse en las computadoras analógicas. Por aquella época, la palabra "operacional" en estos dispositivos significaba *operaciones matemáticas*. Los primeros amplificadores operacionales servían para construir circuitos capaces de sumar, restar, multiplicar e incluso resolver ecuaciones diferenciales.

Las computadoras analógicas eran poco exactas: admitían un máximo de tres cifras significativas. De ahí que fueran reemplazadas por las computadoras digitales que son más rápidas, exactas y versátiles. Pero el advenimiento de la computadora digital no marcó la desaparición del amplificador operacional.

1-1.2 Nacimiento y desarrollo del amplificador operacional de circuito integrado

Entre los años 1964 y 1967 Fairchild desarrolló los amplificadores operacionales en circuitos integrados 702, 709 y 741, mientras que National Semiconductor introdujo el 101/301. Estos amplificadores de circuito integrado revolucionaron algunas áreas de la electrónica por su tamaño pequeño y costo bajo. Más importante aún, redujeron drásticamente el trabajo de diseño de circuitos. Por ejemplo,

en vez de la tediosa y difícil tarea de realizar un amplificador con transistores, los diseñadores podían servirse del amplificador operacional y unas cuantas resistencias para construir un excelente amplificador.

El tiempo para diseñar un amplificador con un amplificador operacional es de unos 10 segundos. Es más, los amplificadores operacionales en circuitos integrados son baratos, ocupan menos espacio y requieren menos potencia que los componentes discretos. Los circuitos que pueden realizarse con uno o dos amplificadores operacionales y unos pocos componentes incluyen la generación de señal (osciladores), acondicionamiento de señales, temporizadores, detección de nivel de voltaje y modulación. La lista podría extenderse casi al infinito.

1-1.3 Progreso en el desarrollo de los amplificadores operacionales

A medida que la tecnología de fabricación adquirió mayor precisión se realizaron mejoras notables a los amplificadores operacionales en dos aspectos: primero, algunos transistores de unión (juntura) bipolar fueron sustituidos por transistores de efecto de campo. Los JFET, en la entrada del amplificador operacional toman corrientes muy pequeñas y permiten que los voltajes de entrada varíen entre los límites de la fuente de alimentación. Los transistores MOS, o de semiconductor de óxido metálico, en los circuitos de salida permiten que la salida se aproxime a milivolts de los límites de la fuente de poder.

El primer amplificador operacional BIFET, o de transistores de efecto de campo, fue el LF356. El CA3130 tiene entradas bipolares y una salida MOS complementaria. De ahí su nombre tan apropiado: BIMOS. Estos amplificadores son más rápidos y presentan una respuesta mejor a altas frecuencias que el 741.

La segunda innovación fundamental fue la invención de los encapsulados de doble y cuádruple amplificador. En el mismo encapsulado de 14 terminales ocupado por un solo amplificador operacional, los diseñadores fabricaban *cuatro* individuales, los cuales comparten la misma fuente de poder. El LM324 es un ejemplo muy conocido de este tipo cuádruple y el LM358 es uno doble muy usado.

1-1.4 Los amplificadores operacionales se especializan

Llegó el ineludible momento en que los amplificadores operacionales de propósito general fueron rediseñados para optimizar o incorporar ciertas características. Los circuitos integrados de función especial que contienen más de un amplificador operacional se desarrollaron entonces para llevar a cabo funciones complejas.

Basta hojear los manuales de datos de amplificadores operacionales lineales para apreciar la gran variedad. Los siguientes son algunos ejemplos:

1. Capacidad de alta corriente, alto voltaje o ambos
2. Módulos para sonar de emisión y recepción
3. Amplificadores múltiples

4. Amplificadores de ganacia programable
5. Instrumentación y control automotriz
6. Circuitos integrados para comunicaciones
7. Circuitos integrados de radio/audio/video

Los amplificadores de propósito general durarán muchos años en el mercado. Sin embargo, cabe suponer que se desarrollen circuitos integrados más complejos en un solo chip que combinen varios amplificadores con circuitos digitales. De hecho, con el advenimiento de la tecnología de integración a gran escala (VLSI), es inevitable que se fabriquen sistemas completos en un solo chip.

Hoy es una realidad la computadora en un solo circuito integrado. Con el tiempo se inventará también el televisor en un solo chip. Antes de aprender a utilizar los amplificadores operacionales, conviene saber cómo son y cómo comprarlos. Su aplicación más importante será como parte de un sistema que conecta el mundo real de voltaje analógico con el mundo digital de la computadora, como se verá en el capítulo 14. Si quiere entenderse bien el sistema, es preciso conocer el funcionamiento de uno de sus componentes más importantes.

1.2 EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL DE PROPOSITO GENERAL 741

1-2.1 Símbolo y terminales del circuito

El símbolo del amplificador operacional que se da en la figura 1-1 es un triángulo que apunta en la dirección del flujo de la señal. Este componente tiene un *número de identificación de parte* (NIP) colocado dentro del símbolo del triángulo. El

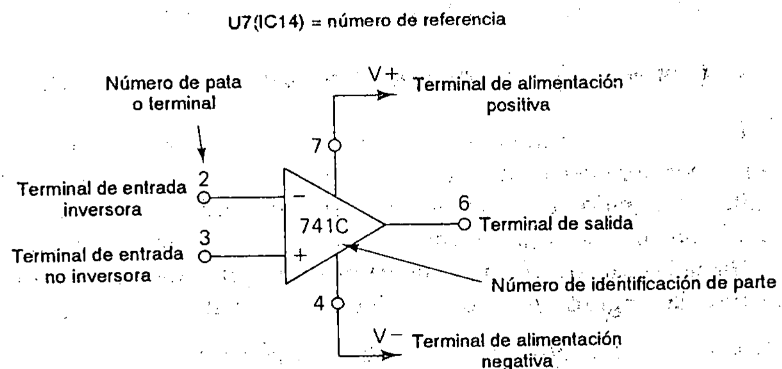


FIGURA 1-1 Símbolo de circuito para un amplificador operacional de próposito general. La numeración de las terminales se refiere a un encapsulado mini DIP de 8 terminales.

número designa al amplificador operacional con características específicas. El 741C que se muestra aquí es un amplificador operacional de propósito general que se empleará a lo largo del libro con fines ilustrativos.

El amplificador operacional también puede codificarse en un esquema o diagrama de circuito con un *número de referencia* por ejemplo UI, IC 101, etc. Después el número de identificación de parte se pone dentro de la lista de partes del esquema del circuito. Todos los amplificadores operacionales poseen por lo menos cinco terminales: (1) la terminal de fuente de poder positiva V_{CC} o $+V$, en la pata 7, (2) la terminal de fuente de alimentación negativa V_{EE} o $-V$, en la pata 4, (3) la terminal de salida 6, (4) la terminal de entrada inversora (–) en la pata 2, (5) la terminal de entrada no inversora (+) en la pata 3. Algunos amplificadores operacionales de propósito general cuentan con más terminales especializadas. (Las terminales que acabamos de mencionar se refieren al caso del mini DIP de ocho terminales que se explica en la sección siguiente.)

1-2.2 Esquema del circuito

El circuito equivalente del amplificador operacional 741 se muestra en la figura 1-2. Es un diseño complejo de tercera generación, compuesto de 1 capacitor, 11 resistencias y 27 transistores.

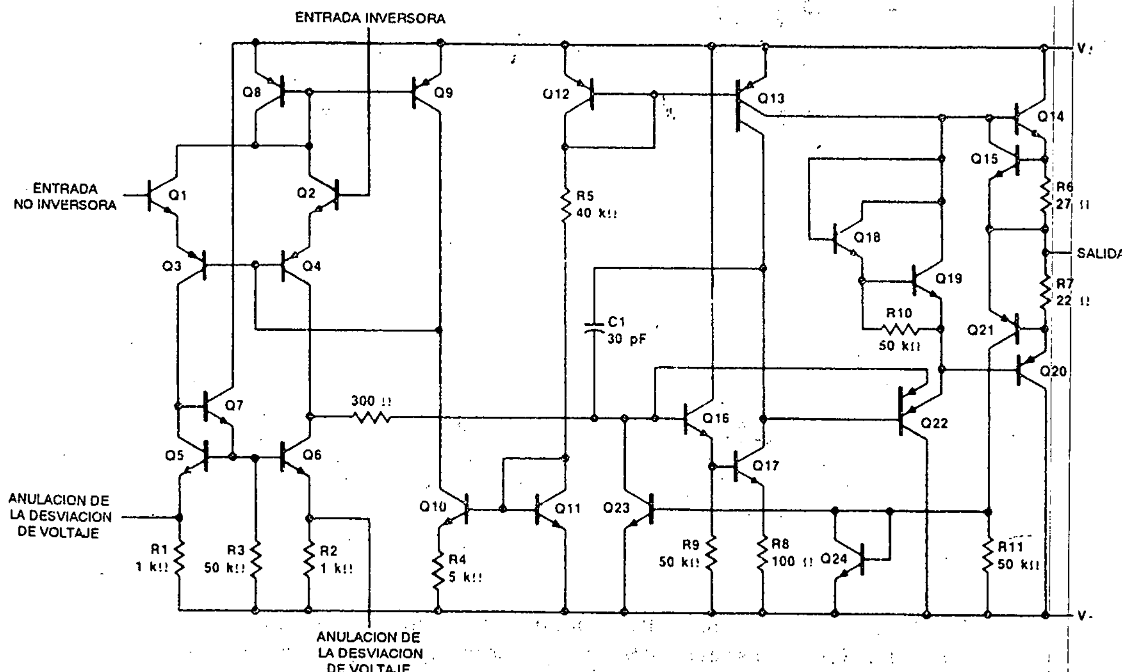


FIGURA 1-2 Circuito equivalente de un amplificador operacional 741. (Cortesía de Fairchild Semiconductor, Division of Fairchild Camera and Instrument Corporation.)

Los transistores Q_1 y Q_2, con sus circuitos de apoyo, constituyen la etapa de entrada diferencial de *alta ganancia*. Los transistores Q_{14} y Q_{20} son la *etapa de salida* complementaria. Los transistores Q_{15} y Q_{21} detectan la corriente de salida y dan protección contra cortocircuitos. El resto de los transistores constituyen la etapa de *desplazador de nivel*, que conecta la etapa de entrada con la de salida.

1-3 ENCAPSULADO Y TERMINALES

1-3.1 Encapsulado

El amplificador operacional se fabrica en un diminuto chip de silicio y se encapsula en una caja adecuada. Alambres finos conectan el chip con terminales

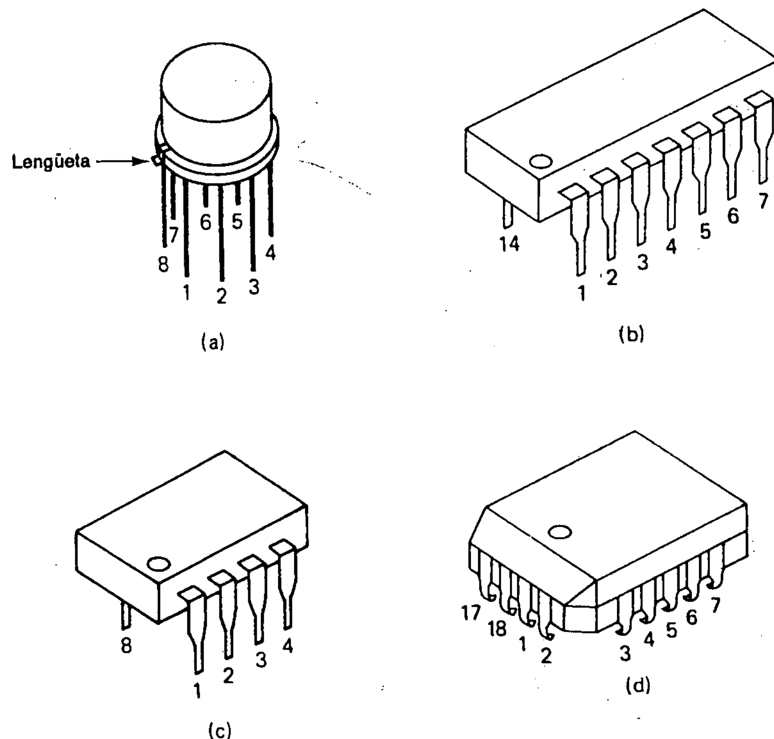


FIGURA 1-3 Los tres encapsulados más comunes de amplificadores operacionales son las cajas metálicas: (a) los encapsulados dobles en línea, de 8 y 14 terminales en (b) y (c). Respecto a los circuitos integrados de gran densidad, se muestra en (d), un encapsulado con tecnología de montaje de superficie.

externas que salen de la cápsula de metal, plástico o cerámica. La figura 1-3(a), (b) y (c) muestra los encapsulados comunes de los amplificadores operacionales.

El encapsulado de caja metálica de la figura 1-3(a) viene con 3, 5, 8, 10 y 12 terminales. El chip de silicio está unido a la placa metálica del fondo para facilitar la disipación de calor. La lengüeta identifica la pata 8 y las patas están numeradas en sentido contrario al de las manecillas del reloj cuando la caja metálica se ve desde *arriba.*

Los conocidos encapsulados doble en línea (DIP) de 14 y 8 patas se muestran en la figura 1-3(b) y y (c). Se dispone de cápsulas de plástico o cerámica. Cuando se ven desde *arriba* un punto o muesca identifica la pata 1 y las terminales están numeradas en sentido contrario al de las manecillas del reloj.

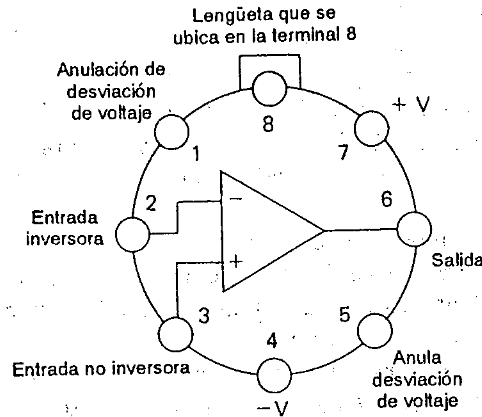
Los circuitos integrados complejos que contienen muchos amplificadores operacionales y otros circuitos integrados pueden fabricarse hoy en una sola pastilla grande o bien interconectando muchas pastillas grandes y poniéndolas en una sola cápsula. Para facilitar la fabricación y el armado unas lengüetas sustituyen las terminales. A la estructura resultante se le llama tecnología de montaje de superficie (SMT) y se muestra en la figura 1-3(d). Estos encapsulados ofrecen mayor densidad de circuito para un encapsulado de tamaño determinado. Además, estos dispositivos tienen menos ruido y mejores características de respuesta en frecuencia. Los componentes para montaje de superficie están disponibles como (1) *chip con encapsulado de plástico* (PLCC, del inglés "plastic lead chip carriers"), (2) *circuitos integrados de tamaño pequeño* (SOIC, del inglés "small outline integrated circuits chip carriers" y (3) *chip con encapsulado cerámico* (LCCC, del inglés "leadless ceramic chip carriers").

1-3.2 Combinación de símbolo y terminales

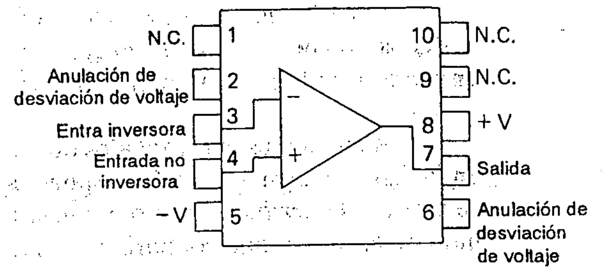
Los fabricantes combinan actualmente en un solo dibujo el símbolo del circuito de un amplificador operacional con el encapsulado. Por ejemplo, los cuatro tipos más comunes de encapsulado que aloja el amplificador operacional 741 se muestran en la figura 1-4. Si se comparan las figuras 1-4(a) y (d) se puede observar que los esquemas de numeración son idénticos para la caja de ocho patas y para el DIP de 8 patas.

Una muesca o punto identifica la pata 1 en estos dispositivos y una lengüeta identifica la pata 8 en el encapsulado tipo TO-5 (o el semejante TO-99). Cuando la figura se ve desde arriba, la numeración de patas se realiza en sentido contrario al de las manecillas del reloj.

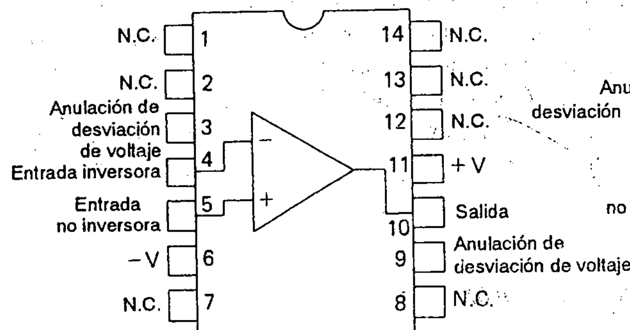
A continuación se explicará cómo aprender a comprar un tipo específico de amplificador operacional y también se darán recomendaciones respecto a las técnicas básicas para el cableado de amplificadores operacionales.



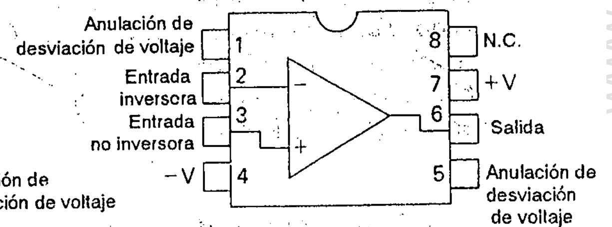
(a) Encapsulado metálico de 8 terminales (TO-99), vista superior



(b) Encapsulado plano de 10 terminales (TO-91), vista superior



(c) Encapsulado doble en línea 14 terminales (DIP, TO-116) vista superior



(d) Mini DIP de 8 terminales, vista superior

FIGURA 1-4 Diagrama de conexión para encapsulados típicos de amplificadores operacionales. La abreviatura NC significa "no hay conexión". Es decir, estas terminales no tienen conexión interna y las terminales del amplificador operacional se pueden utilizar para conexiones de reserva.

1-4 CÓMO IDENTIFICAR O ESPECIFICAR UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL

1-4.1 El código de identificación

Cada tipo de amplificador operacional tiene un código de identificación de letra y número. Este código responde cuatro preguntas:

1. ¿Qué tipo de amplificador es? (Ejemplo: 741)
2. ¿Quién lo fabrica? (Ejemplo: Analog Devices)
3. ¿De qué calidad es? (Ejemplo: el intervalo garantizado de temperatura de operación)
4. ¿Qué clase de encapsulado contiene al *chip* del amplificador operacional? (Ejemplo: DIP de plástico)

No todos los fabricantes utilizan el mismo código, pues la mayoría se sirve de un código de identificación que consta de cuatro partes escritas en el siguiente orden: (1) prefijo de letras, (2) número del circuito, (3) sufijo de letras y (4) código de especificación militar.

Prefijo de letras. El código de prefijo de letras por lo general consiste de dos letras que identifican al fabricante. En los siguientes ejemplos se dan algunos de los códigos.

Prefijo literal	Fabricante
AD	Analog Devices
CA	RCA
LM	National Semiconductor Corp.
MC	Motorola
NE/SE	Signetics
OP	Precision Monolithics
RC/RM	Raytheon
SG	Silicon General
TL	Texas Instruments
UA (μA)	Fairchild

Número del circuito. El número del circuito se compone de tres a siete números y letras que identifican el tipo de amplificador operacional y su intervalo de temperatura. Por ejemplo:

062C

Entrada del amplificador operacional tipo J-FET ↗ ↖ "C" designa los límites de temperatura comercial

Los très *códigos de intervalo de temperatura* son:

1. C: comercial, 0 a 70°C
2. I: industrial, –25 a 85°C
3. M: militar, –55 a 125°C

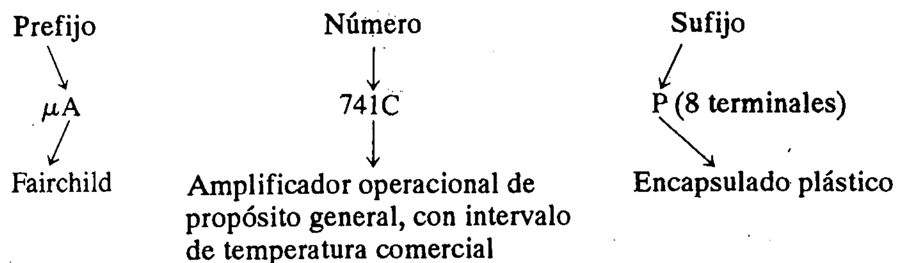
Sufijo de letras. El sufijo de una y dos letras identifica el tipo de encapsulado que contiene al chip del amplificador operacional. Se necesita conocer el tipo de encapsulado para obtener las conexiones correctas de las patas de la hoja de especificaciones (véase el Apéndice 1). A continuación se dan los tres códigos de sufijos más comunes de los encapsulados.

Código de encapsulado	Descripción
D	De plástico, doble en línea para montaje en la superficie en una tarjeta de circuito impreso
J	De cerámica, doble en línea
N, P	De plástico, doble en línea para inserción en receptáculo. (Las terminales traspasan la superficie superior de una tarjeta de circuito impreso y se sueldan a la superficie inferior.)

Código de especificación militar. Se emplea exclusivamente cuando la pieza se destina a aplicaciones que requieren gran confiabilidad.

1-4.2 *Ejemplo de especificación de pedido*

Un amplificador de propósito general, el 741, se identifica por completo de la siguiente manera:



1-5 *FUENTES SECUNDARIAS*

Algunos amplificadores operacionales se emplean tan ampliamente que los produce más de un fabricante. Estos se denominan *fuentes secundarias*. Los empleados de Fairchild diseñaron y fabricaron el 741 original. Después, la compañía firmó contrato de cesión de derechos con otros fabricantes para que pudiesen producirlos y obtuvo en cambio autorización para fabricar amplificadores operacionales y otros dispositivos de dichos fabricantes.

Con el transcurso del tiempo, el diseño original del 741 fue modificado y mejorado por todos los fabricantes; así, el amplificador actual se halla en la quinta

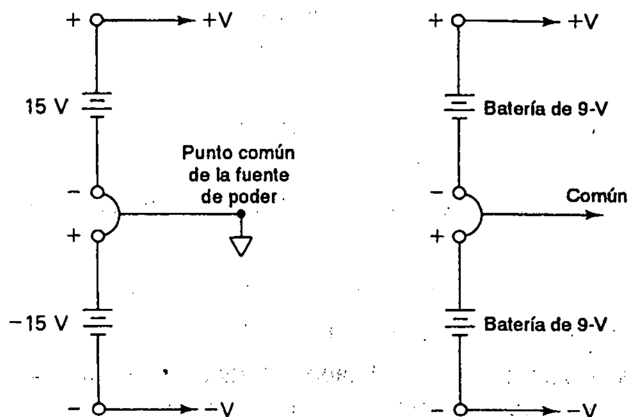
o sexta generación evolutiva. Por tanto, si un proveedor suministra un dip 741 de 8 terminales, posiblemente lo fabricaron Fairchild (μA741), Analog Devices (AD741), National Semiconductor (LM741) u otras empresas. Por consecuencia, siempre hay que cerciorarse que las hojas de infomación correspondan al dispositivo adquirido. Con ello se tendrá la información acerca de su funcionamiento exacto, así como el código de identificación de tal dispositivo.

1-6 CONEXION DE CIRCUITOS DE AMPLIFICADORES OPERACIONALES

1-6.1 Fuente de poder

Las fuentes de alimentación de los amplificadores operacionales de propósito general son bipolares. Como se aprecia en la figura 1-5(a), las que se venden en el mercado suelen generar ±15 V. Se da el nombre de común de las fuentes de alimentación al *punto común de ambas fuentes* de + 15 V y – 15 V que se muestra con el símbolo de tierra por dos motivos. Primero, *todas* las mediciones de voltaje se efectúan respecto a ese punto. Segundo, el común de la fuente de alimentación suele conectarse al tercer conductor del cable de corriente, que conecta con tierra (por lo general tomada de un tubo de agua en el sótano), al chasis en que está contenida la fuente.

En la figura 1-5(b) se muestra el dibujo esquemático de una fuente portátil. Se ofrece este diagrama para reforzar la idea de que una fuente bipolar contiene dos fuentes de potencia conectadas en serie en el mismo sentido.



(a) Esquema de una fuente de poder bipolar comercial

(b) Fuente de poder para una operación portátil

FIGURA 1-5 Las fuentes de poder para los amplificadores operacionales de propósito general son bipolares.

1-6.2 Sugerencias para conectar amplificadores operacionales

El autor de este libro intenta que todos los circuitos incluidos aquí sean armados por el estudiante, con tableros de conexión, y que pruebe su funcionamiento. Sólo algunos de ellos requieren de la construcción de tarjetas de circuito impreso. Antes de empezar a aprender la utilización de los amplificadores operacionales, conviene dar algunas recomendaciones, basadas en la experiencia, sobre como cablear los amplificadores operacionales:

1. Realice todo el cableado con la fuente apagada.
2. Procure que el alambrado y los conductores de los componentes sean lo más corto posible.
3. Conecte *primero* las alimentaciones + V y – V del amplificador operacional. Es sorprendente la frecuencia con que se omite este paso decisivo.
4. Trate de cablear todos los conductores de tierra a un punto de unión, el común de la fuente de poder. Este tipo de conexión recibe el nombre de *tierra en estrella*. No use un cable de tierra, podría producirse un lazo de tierra y generarse voltaje de ruido indeseable.
5. Verifique por segunda vez el alambrado antes de aplicarle corriente al amplificador operacional.
6. Conecte voltajes de señal al circuito sólo después que el amplificador operacional tenga corriente.
7. Tome todas las mediciones respecto a tierra; por ejemplo, si una resistencia está conectada entre dos terminales de un circuito integrado, no se conecta un medidor ni un ORC (osciloscopio de rayos catódicos) a las terminales de la resistencia; por el contrario, mida el voltaje en un lado de la resistencia y después en el otro y calcule la caída de voltaje.
8. En lo posible, no utilice amperímetros. Mida el voltaje como en el paso 7 y calcule la corriente.
9. Desconecte la señal de entrada antes de quitar la corriente directa. De lo contrario, podría destruirse el circuito integrado.
10. Estos circuitos integrados resisten mucho el mal uso. Pero *nunca:*
    a. Invierta la polaridad de la fuentes de potencia.
    b. Conecte las terminales de entrada del amplificador operacional por arriba o por debajo de los potenciales en la terminal $+V$ ni en la terminal $-V$, ni
    c. Deje conectada la señal de entrada sin corriente en el circuito integrado.
11. Si aparecen oscilaciones indeseables en la salida y las conexiones del circuito parecen correctas:

a. Conecte un capacitor 0.1-µF entre la terminal $+V$ del amplificador operacional y tierra y otro capacitor de 0.1-µF entre la terminal $-V$ del amplificador operacional y tierra.

b. Acorte los alambres o conductores, y

c. Verifique los alambres de tierra del instrumento de prueba, del generador de señal, de la carga y de la fuente de poder; deberán juntarse en algún punto.

12. Los principios anteriores se aplican a todos los demás circuitos integrados lineales.

Ahora ya podemos comenzar nuestra primera experiencia con un amplificador operacional.

PROBLEMAS

1-1. En el término *amplificador operacional*, ¿ qué significa la palabra *operacional*?

1-2. El LM324 ¿es un amplificador operacional sencillo contenido en un encapsulado, un amplificador operacional doble en un encapsulado o un amplificador operacional cuádruple en un encapsulado?

1-3. Respecto a un amplificador operacional, ¿qué significa la abreviatura NIP?

1-4. El prefijo de letra de un NIP ¿designa al fabricante o al tipo de encapsulado?

1-5. El sufijo de letra de un NIP ¿designa al fabricante o al estilo del encapsulado?

1-6. ¿Qué fabricante produce el AD741CN?

1-7. La lengüeta de un encapsulado metálico ¿designa la terminal 1 o la terminal 8?

1-8. ¿Qué terminal se identifica mediante el punto en un mini DIP?

1-9. (a) ¿Cómo identificaría el común de la fuente de alimentación en el esquema de un circuito?

(b) ¿Por qué es necesario hacerlo?

1-10. Cuando se usa un tablero de conexión para armar un circuito, ¿debería utilizar un conductor común de tierra o una configuración de estrella?

CAPITULO 2

Primeras experiencias con un amplificador operacional

OBJETIVOS DE APRENDIZAJE

Después de terminar este capítulo sobre las primeras experiencias con un amplificador operacional, el estudiante será capaz de:

- Describir brevemente la tarea que realiza la fuente de poder y las terminales de entrada y salida de un amplificador operacional.
- Mostrar cómo el voltaje de salida de un amplificador operacional depende de su ganancia de circuito abierto y del voltaje diferencial de entrada.
- Calcular el voltaje diferencial de entrada E_d, y el voltaje resultante de salida V_o.
- Trazar el esquema del circuito para un detector inversor o no inversor de cruce por cero.

- Dibujar la forma de onda de la salida de voltaje de un detector de cruce por cero, si conoce la forma de onda del voltaje de entrada.
- Describir las características del voltaje de entrada-salida de un detector de cruce por cero.
- Dibujar el esquema de un detector inversor o no inversor de nivel de voltaje.
- Describir por lo menos dos aplicaciones prácticas de los detectores de nivel de voltaje
- Analizar la acción de un modulador de ancho de pulso y explicar cómo se puede interconectar una señal analógica con una microcomputadora.

2-0 INTRODUCCION

Se denominó como amplificador operacional al modelo de los primeros amplificadores de tubo de vacío de alta ganancia, que fueron diseñados para realizar operaciones matemáticas de adición, sustracción, multiplicación, división, diferenciación e integración. Además podrían interconectarse para resolver ecuaciones diferenciales.

El sucesor moderno de estos amplificadores es el *amplificador operacional de circuito integrado lineal.* El nombre lo heredó, trabaja a voltajes más bajos, y viene en varias fomas especializadas. El amplificador operacional actual es tan bajo en costo que anualmente se utilizan millones de ellos. Por esto, su versatilidad y simplificación han extendido su uso más allá de las aplicaciones visualizadas por los primeros diseñadores. Algunos de los usos en esta época está en los campos de control de procesos, comunicaciones, computadoras, fuentes de señales y corriente, exhibidores y sistemas de prueba y medición. El amplificador operacional todavía es, en su forma básica, un excelente amplificador de cd de alta ganancia.

Una de las primeras experiencias con un amplificador operacional lineal se debe concentrar en sus propiedades más importantes y fundamentales. De acuerdo con esto, los objetivos de este capítulo son los de identificar cada terminal del amplificador operacional, aprender su propósito, algunas de sus limitaciones eléctricas y cómo aplicarlo.

2-1 TERMINALES DE LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES

En la figura 1-1 se muestra el símbolo de un amplificador operacional que es una punta de flecha que significa la alta ganancia y apunta de la entrada a la salida en

dirección del flujo de la señal. Los amplificadores operacionales tienen cinco terminales básicas: dos para alimentación de corriente, dos para las señales de entrada y una para la salida. Su estructura interna es compleja, como se advierte en el diagrama de la figura 1-2. No es necesario conocer mucho sobre la operación interna del amplificador operacional para emplearlo. Nos referiremos a ciertos circuitos internos cuando sea necesario. Quienes diseñaron y construyeron los amplificadores operacionales realizaron un excelente trabajo, al punto que los componentes externos conectados al amplificador determinan el desempeño del sistema.

El amplificador operacional ideal de la figura 2-1 tiene ganancia infinita y respuesta a la frecuencia también infinita. Las terminales de entrada no toman corriente de señal ni de polarización, y presentan una resistencia de entrada infinita. La impedancia de salida es de cero ohms y los voltajes de la fuente de poder no tienen límite. A continuación examinaremos la función de cada terminal del amplificador operacional para conocer un poco sobre las limitaciones de un amplificador real.

2-1.1 Terminales de alimentación de corriente

Las terminales del amplificador operacional etiquetadas como $+V$ y $-V$ identifican las terminales del amplificador operacional que deben conectarse a la fuente de poder; véase la figura 2-2 y los apéndices 1 y 2. Observe que la alimentación de *corriente* tiene *tres* terminales: positiva, negativa y común. Esta terminal común de la fuente de poder puede o no estar conectada a tierra mediante el tercer alambre del cable de la línea. Sin embargo, ha llegado a ser costumbre mostrar el común de corriente como un símbolo de tierra en el diagrama esquemático. El uso del

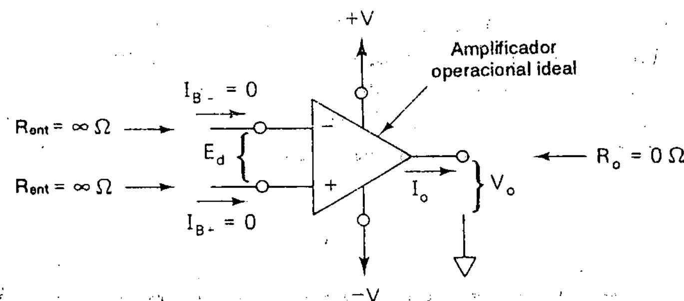
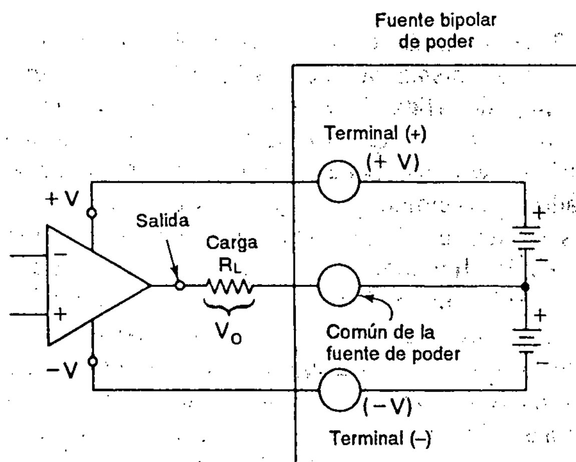


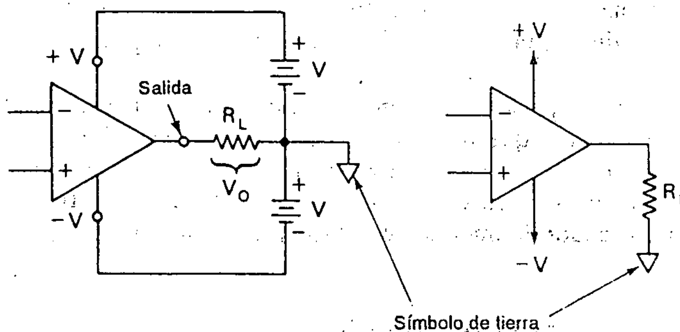
FIGURA 2-1 El amplificador operacional ideal tiene ganancia infinita, resistencia de entrada también infinitas y una resistencia cero en la salida.

termino "tierra" o el símbolo tierra es una convención que indica que *todas las mediciones de voltaje se hacen con respecto a tierra.*

La fuente de poder en la figura 2-2 recibe el nombre de fuente bipolar o dividida y los valores típicos son de ± 15 V. Algunos amplificadores operacionales de propósito especial pueden usar una fuente de polaridad única como + 5 o + 15 V y tierra. Nótese que la tierra *no* está conectada al amplificador operacional en la figura



(a) Cableado real de la fuente de poder del amplificador operacional



(b) Representación esquemática típica de la fuente de poder a un amplificador operacional

FIGURA 2-2 Cableado para la alimentación y carga de un amplificador operacional.

2-2. Las corrientes que retornan a la fuente desde dicho amplificador deben pasar a través de los elementos externos del circuito, como por ejemplo la resistencia de carga R_L. El voltaje máximo de la fuente que puede aplicarse entre +V y –V suele ser 36 V o bien ± 18 V.

2-1.2 Terminales de salida

En la figura 2-2 la terminal de salida del amplificador operacional está conectada a un extremo de la resistencia de carga R_L. El otro extremo de R_L está conectado a tierra. El voltaje de salida V_o se mide con respecto a tierra. Ya que hay sólo una terminal de salida en un amplificador operacional, se le llama *salida de extremo único*. Hay un límite a la corriente que puede tomarse de la terminal de salida de un amplificador operacional, por lo común del orden de 5 a 10 mA. También hay límites en los niveles de voltaje en la terminal de salida; estos límites se determinan por los voltajes de alimentación y por los transistores de salida Q_{14} y Q_{20} en la figura 1-2. (Véase también el Apéndice 1, "Variación del voltaje de salida como función del voltaje de alimentación".) Estos transistores necesitan cerca de 1 a 2 V del colector al emisor para asegurarse que actúen como amplificadores y no como interruptores. Por tanto, la salida en la terminal puede crecer hasta 1 V abajo de +V y caer hasta 2 V arriba de –V. El límite superior de V_o se denomina *voltaje positivo de saturación*, $+V_{sat}$, y el límite inferior *voltaje negativo de saturación*, $-V_{sat}$. Por ejemplo, con una fuente de alimentación de ± 15 V, $+V_{sat} = +14$ V y $-V_{sat} = -13$ V. Por tanto, V_o está restringido a una variación simétrica de pico a pico de ± 13 V. Ambos límites de corriente y voltaje determinan un valor *mínimo* en la resistencia de carga R_L de 2 kΩ. Sin embargo, los amplificadores operacionales de propósito especial como el CA313O tienen MOS, semiconductores de óxido métalico (en inglés metal oxide semiconductor), en vez de transistores bipolares de salida. Esta salida puede acercarse a pocos milivolts ya sea de + V_o o –V.

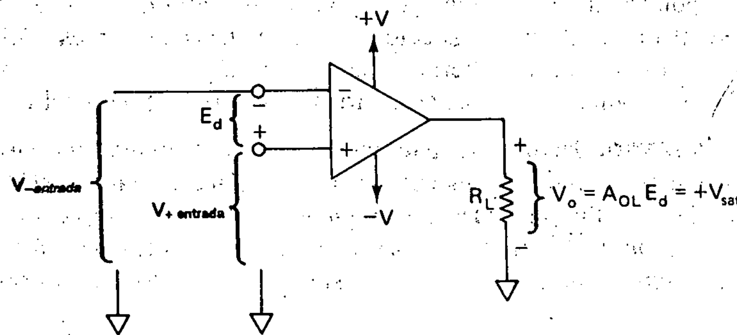
La mayor parte de los amplificadores operacionales, entre ellos el 741, tienen circuitos internos que automáticamente limitan la corriente de la terminal de salida. Aun cuando ocurra un cortocircuito en R_L, la corriente de salida está limitada a unos 25 mA, según se indica en el apéndice 1. Esta característica impide la destrucción del amplificador operacional en caso de un cortocircuito.

2-1.3 Terminales de entrada

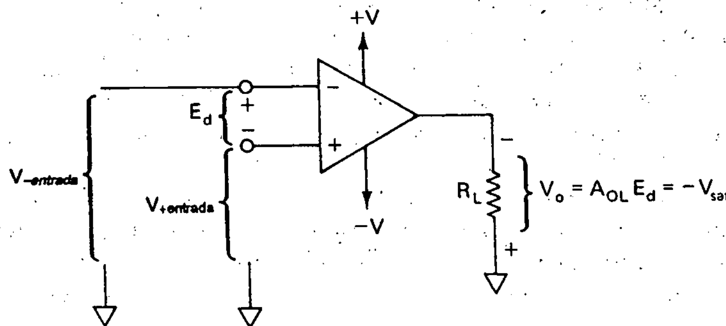
En la figura 2-3 hay dos terminales de entrada, etiquetadas – y +. Se denominan *terminales de entrada diferencial* ya que el voltaje de salida V_o depende de la

diferencia de voltaje entre ellas, E_d, y la ganancia del amplificador, A_{OL}. Como se muestra en la figura 2-3(a), la terminal de salida es positiva respecto a tierra cuando la entrada (+) es positiva respecto a, o mayor, a la entrada (–). Cuando E_d esta invertida como en la figura 2-3(b), la entrada (+) es negativa respecto a, o menor, a la entrada (–) y V_o se vuelve negativo respecto a tierra.

Se concluye a partir de la figura 2-3 que la polaridad de la terminal de salida es la misma polaridad de la terminal de entrada (+) con respecto a la entrada (–). Es



(a) V_o se vuelve positivo cuando la entrada (+) es positiva que (arriba) la entrada (–), E_d = (+)



(b) V_o se vuelve negativo cuando la entrada (+) es menos positiva (abajo) que la entrada (–), E_d = (–)

FIGURA 2-3 La polaridad de un voltaje V_o de salida del *extremo único* depende de la polaridad de un voltaje *diferencial* de entrada E_d. Si la entrada (+) está *arriba* de la entrada (–), E_d es positivo y V_o se encuentra *arriba* de la tierra en $+V_{sat}$. Si la entrada (+) se encuentra *abajo* de la entrada (–), E_d es negativo y V_o se encuentra abajo de tierra en $-V_{sat}$.

más, la polaridad de la terminal de salida es opuesta o inversa respecto a la polaridad de la terminal de entrada (–). Por estas razones, la entrada (–) se denomina *entrada inversora* y la entrada (+) se designa *entrada no inversora* (véase el Apéndice 1).

Es importante destacar que la polaridad V_o depende sólo de la diferencia en voltaje entre las entradas inversora y no inversora. Esta diferencia de voltaje puede encontrarse por

$$E_d = \text{voltaje en la entrada } (+) - \text{voltaje en la entrada } (-) \qquad \textbf{(2-1)}$$

Ambos voltajes de entrada se miden con respecto a tierrra. El signo de E_d indica, (1) la polaridad de la entrada (+) respecto a la entrada (–) y (2) la polaridad de la terminal de salida con respecto a tierra. Esta ecuación es válida si la entrada inversora está puesta a tierra, si la entrada no inversora está puesta a tierra, e inclusive si ambas entradas están arriba o abajo del potencial tierra.

Repaso. Hemos escogido con mucho cuidado las palabras de la figura 2-3. Con ellas se simplifica el análisis de la operación a circuito abierto (sin conexión de la salida con ninguna de las dos entradas). El auxiliar nemotécnico es: si la entrada (+) es *mayor* que la entrada (–), la salida será mayor que tierra en $+V_{sat}$. Si la entrada (+) es *menor* que la entrada (–), la salida será *menor* que tierra en $-V_{sat}$.

2-1.4 Corrientes de polarización de entrada y desviación de voltaje ("offset")

Las terminales de entrada de los amplificadores operacionales toman corrientes diminutas de polarización y de señal para activar los transistores internos. Las terminales de entrada presentan además un pequeño desequilibrio, denominado *voltaje de desviación de entrada*, V_{io}. Este voltaje modela como una fuente de voltaje V_{io} en serie con la entrada (+). En el capítulo 9 se explican a fondo los efectos de V_{io}.

Debemos aprender mucho más sobre la operación de los circuitos del amplificador operacional, sobre todo lo tocante a la retroalimentación negativa, para poder medir las corrientes de polarización y el voltaje de desviación. Por tal razón, en estos capítulos de introducción supondremos que ambos son insignificantes.

2-2 GANANCIA DE VOLTAJE EN LAZO ABIERTO

2-2.1 Definición

En referencia a la figura 2-3. El voltaje de salida V_o quedará determinado por E_d y la *ganancia de voltaje en circuito* abierto, A_{OL}; A_{OL} se denomina ganancia de

voltaje en lazo abierto porque las posibles conexiones de retroalimentación desde la terminal de salida a las terminales de entrada se han dejado abiertas. En consecuencia, V_o se puede expresar en forma ideal mediante la relación

voltaje de salida = voltaje diferencial de entrada × ganancia en lazo abierto

$$V_o = E_d \times A_{OL} \tag{2-2}$$

2-2.2 Voltaje diferencial de entrada, E_d

El valor de A_{OL} es excesivamente grande, con frecuencia, 200,000 o más. Recuérdese de la sección 2-1.2 que V_o nunca puede exceder los voltajes de saturación positivo o negativo $+V_{sat}$ y $-V_{sat}$. Para una fuente de ± 15 V, los voltajes de saturación estarán alrededor de ± 13 V. Por tanto, para que el amplificador operacional actúe como un amplificador, E_d debe limitarse a un voltaje máximo de ± 65 μV. Esta conclusión se encuentra de la ecuación (2-2).

$$E_{d\,max} = \frac{+V_{sat}}{A_{OL}} = \frac{13\text{ V}}{200{,}000} = 65\ \mu\text{V}$$

$$-E_{d\,max} = \frac{-V_{sat}}{A_{OL}} = \frac{-13\text{ V}}{200{,}000} = -65\ \mu\text{V}$$

En el laboratorio o taller es difícil medir 65 μV, porque el ruido inducido, zumbido de 60 Hz, y corrientes de fuga del aparato de medición pueden generar con facilidad un milivolt (1,000 μV). Además. es difícil e inconveniente medir ganancias muy altas. El amplificador operacional también tiene pequeños desequilibrios internos que producen un voltaje pequeño que puede exceder E_d. Esta *desviación de voltaje* se mencionó en la sec. 2-1.4 y se estudiará en el capítulo 9.

2-2.3 Conclusiones

De los breves comentarios anteriores puede llegarse a tres conclusiones. Primera, V_o en el circuito de la figura 2-3 puede estar, ya sea en uno de los límites $+V_{sat}$ o $-V_{sat}$ u oscilando entre esos límites. No hay razón para alarmarse, porque este comportamiento es típico en un amplificador de alta ganancia. Segunda, para mantener V_o dentro de esos límites hay que recurrir a un circuito de retroalimentación que obligue a V_o a depender de elementos de precisión estables, como las resistencias y los capacitores, más que de A_{OL} y E_d. Los circuitos de retroalimentación se incluyen en el capítulo 3.

No es necesario conocer más acerca del amplificador operacional para entender las aplicaciones básicas como comparador. En una aplicación de esta índole, el amplificador operacional no actúa como amplificador sino como un

dispositivo que indica cuando un voltaje desconocido se encuentra abajo, encima o al mismo nivel que el voltaje de referencia. Antes de analizar el comparador, en la sección siguiente, se ofrece un ejemplo que ilustra las ideas que se han expuesto.

Ejemplo 2-1

En la figura 2-3, $+V = 15$ V, $-V = -15$ V, $+V_{sat} = +13$ V, $-V_{sat} = -13$ V, y la ganancia $A_{OL} = 200{,}000$. Suponiendo condiciones ideales, encuentre la magnitud y polaridad de V_o para cada uno de los siguientes voltajes de entrada, dado con respecto a tierra.

	Voltaje en la entrada (−)	Voltaje en la entrada (+)
(a)	− 10 μV	− 15 μV
(b)	− 10 μV	+ 15 μV
(c)	− 10 μV	− 5μ V
(d)	+ 1.000001 V	+ 1.000000 V
(e)	+ 5 mV	0 V
(f)	0 V	+ 5 mV

Solución La polaridad de V es la misma que la polaridad de la entrada (+) con respecto a la entrada (−). La entrada (+) es más negativa que la entrada (−) en (a), (d) y (e). Esto se muestra por la ecuación (2-1), por tanto V_o será negativo. Por la ecuación (2-2), la magnitud de V_o es A_{OL} por la diferencia E_d, entre los voltajes de las entradas (+) y (−). Pero, si $A_{OL} \times E_d$, excede $+V_o$ o $-V$, entonces V_o debe detenerse en $+V_{sat}$ o $-V_{sat}$. Los cálculos se resumen a continuación.

	E_d [usando la ecuación (2-1)]	Polaridad de la entrada (+) respecto a la entrada (−)	V_o teórico [de la ecuación 2-2]	V_o real
(a)	− 5 V	−	−5 μV × 200,000 = − 1.0 V	− 13 V
(b)	25 V	+	25 μV × 200,000 = 5.0 V	+ 13 V
(c)	5 V	+	5 μV × 200,000 = 1.0 V	+ 13 V
(d)	−1 V	−	−1 μV × 200,000 = − 0.2 V	− 13 V
(e)	−5 mV	−	−5 mV× 200,000 = −1000V	− 13 V
(f)	5 mV	+	5 mV× 200,000 = 1000 V	+ 13 V

En el ejercicio de laboratorio 2-1 se muestra como cambian en realidad los valores teóricos de V_o.

2-3 DETECTORES DE CRUCE POR CERO

2-3.1 Detector no inversor de cruce por cero

El amplificador operacional en la figura 2-4(a) opera como un comparador. Su entrada (+) compara el Voltaje E_i, con un voltaje de referencia de 0 V (V_{ref} = 0 V). Cuando E_i es mayor que el V_{ref} es igual a + V_{sat}. Esto se debe a que el voltaje en la entrada (+) es más positivo que el voltaje en la entrada (–). Por tanto, el signo de E_d en la ecuación (2-1) es positivo. En consecuencia, V_o es positivo, por la ecuación (2-2).

La polaridad de V_o indica si E_i está arriba o abajo de V_{ref}. La *transición* de V_o indica *cuándo* cruza la referencia y en qué dirección. Por ejemplo, cuando V_o cambia de $-V_{sat}$ a + V_{sat}, indica que E_i acaba de cruzar 0 en la dirección positiva.

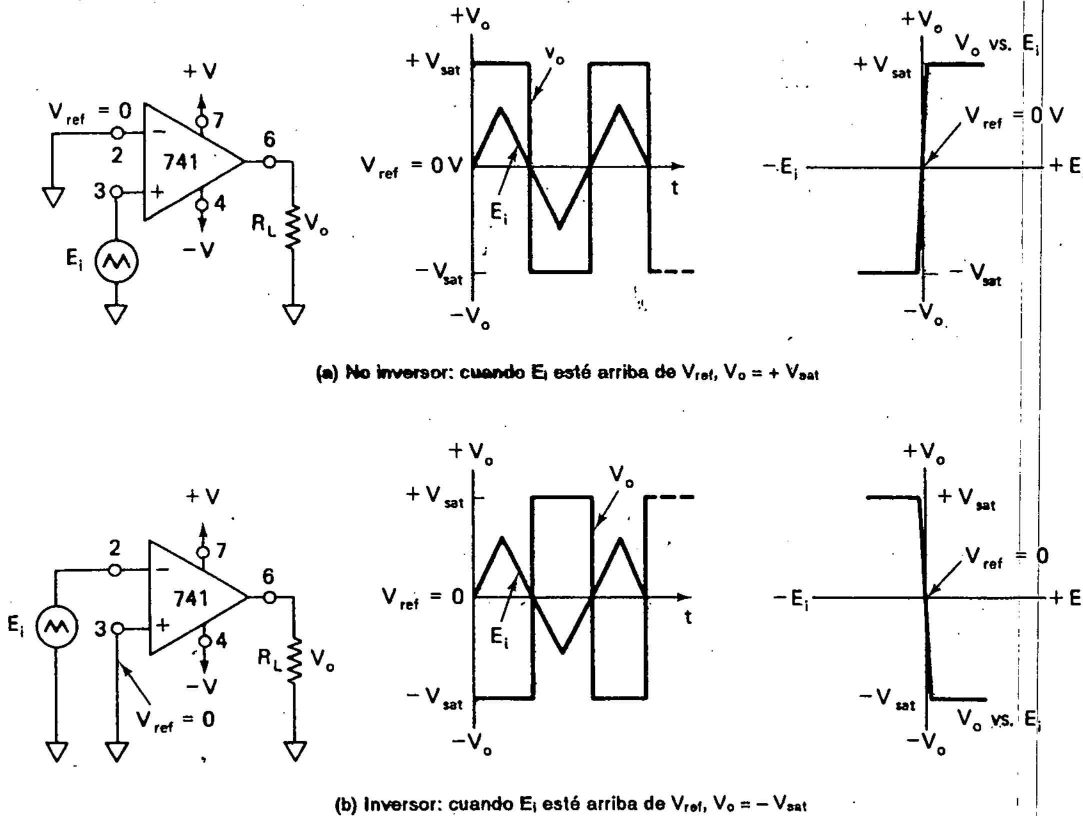


FIGURA 2-4 Detectores de cruce por cero, no inversores en (a) e inversores en (b). Si se aplica la señal E_d a la entrada (+), la acción del circuito será no inversora.

2-3.2 Detector inversor de cruce por cero

La entrada (–) del amplificador operacional en la figura 2-4(b) compara E_i con un voltaje de referencia de 0 V (V_{ref} = 0 V). Este circuito es un *detector inversor de cruce por cero*. Las formas de onda de V_o comparadas con el tiempo y V_o comparado con E_i pueden explicarse con el siguiente resumen:

1. Si E_i está arriba de V_{ref}, V_o es igual a $-V_{sat}$.
2. Cuando E_i cruza la referencia y pasa a positivo, V_o realiza una transición hacia lo negativo y pasa de $+V_{sat}$ a $-V_{sat}$.

Resumen. Si la señal o voltaje que se va a monitorear están conectados a la entrada (+), se obtiene un comparador no inversor; si están conectados a la entrada (–), se obtendrá un comparador inversor.

Cuando $V_o = +V_{sat}$, la señal se halla *arriba* de V_{ref} en un comparador no inversor y *debajo* de un V_o en un comparador inversor.

2-4 DETECTORES DE NIVEL DE VOLTAJE POSITIVO Y NEGATIVO

2-4.1 Detectores de nivel positivo

En la figura 2-5 se aplica un voltaje positivo de referencia V_{ref} a una de las terminales del amplificador operacional. Esto significa que el amplificador operacional está habilitado como un comparador para registrar voltaje positivo. Si el voltaje que se va a detectar, E_i, se aplica a la terminal (+) del amplificador operacional, el resultado es un *detector no inversor de nivel positivo*. Su operación se muestra por las formas de onda en la figura 2-5(a). Cuando E_i está arriba de V_{ref}, V_o es igual a $+V_{sat}$. Cuando E_i está abajo de V_{ref}, V_o es igual a $-V_{sat}$.

Si E_i se aplica a la entrada inversora como en la figura 2-5(b), el circuito es un detector inversor de nivel positivo. Su operación puede resumirse en la siguiente afirmación: cuando E_i es mayor que V_{ref}, V_o es igual a $-V_{sat}$. Esta acción del circuito puede verse con más claridad si se observa la gráfica de E_i y V_{ref} contra tiempo en la figura 2-5 (b).

2-4.2 Detectores de nivel negativo

La figura 2-6(a) es un *detector no inversor de nivel* negativo. Este circuito detecta cuando la señal de entrada E_i cruza el voltaje negativo $-V_{ref}$. Si E_i es mayor que $-V_{ref}$, V_o es igual a $+V_{sat}$. Cuando E_i es menor que $-V_{ref}$, $V_o = -V_{sat}$. El circuito de la figura 2-6(b) es un *detector inversor de nivel negativo*. Cuando E_i es mayor

que $-V_{ref}$, V_o es igual a $-V_{sat}$ y cuando E_i es menor que $-V_{ref}$ V_o es igual a $+V_{sat}$

2-5 APLICACION DE LOS DETECTORES DE NIVEL DE VOLTAJE

2-5.1 Voltaje de referencia ajustable

En la figura 2-7 se muestra cómo hacer un voltaje de referencia ajustable. Dos resistencias de 10 kΩ y un potenciómetro de 10 kΩ están conectados en serie para obtener un divisor de voltaje de 1 mA. Cada kilohm de resistencia corresponde a una caída de voltaje de 1 V. El V_{ref} se puede fijar en cualquier valor entre – 5 y + 5 V. Si se quita la conexión $-V$ en la parte inferior de la resistencia de 10 kΩ y se sustituye por tierra, se tiene ahora un divisor de 0.5 mA, y el V_{ref} se puede ajustar de 5 a 10 V.

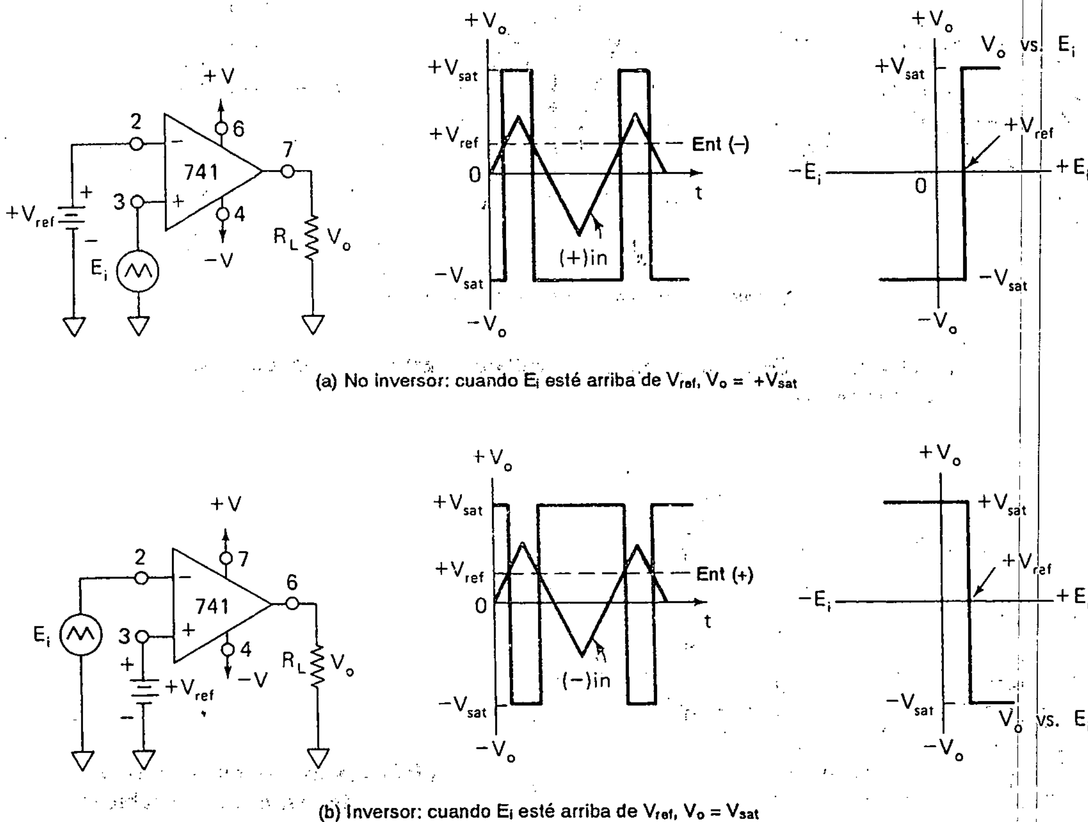


FIGURA 2-5 Detector de nivel de voltaje positivo, no inversor en (a) e inversor en (b). Si la señal E_i se aplica a la entrada (–), se invertirá la acción del circuito.

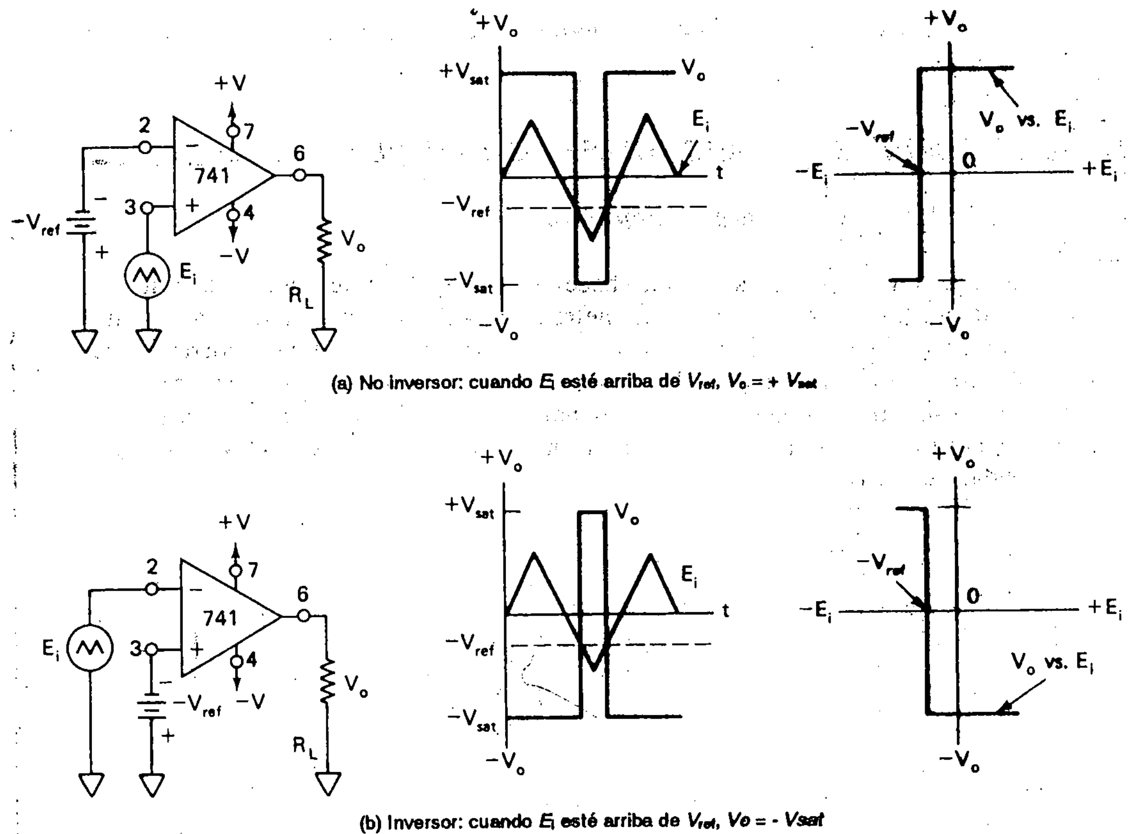


FIGURA 2-6 Detector de nivel de voltaje negativo, no inversor en (a) e inversor en (b).

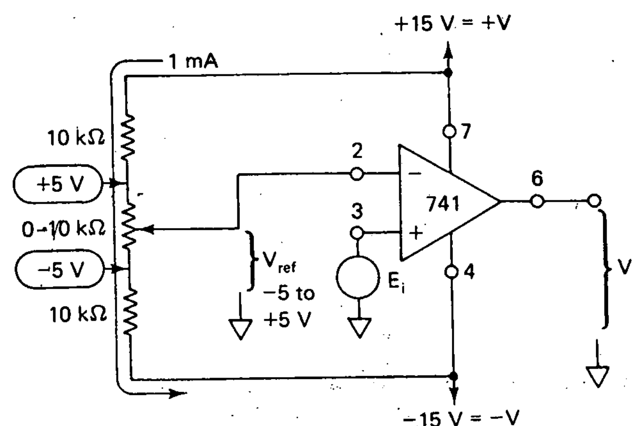


FIGURA 2-7 Se puede obtener un voltaje de referencia variable empleando la fuente bipolar del amplificador operacional, junto con una red divisora de voltaje.

2-5.2 Interruptor activado por sonido

En la figura 2-8 se indica primero como tener un voltaje de referencia ajustable de 0 a 100 mV. Se escoje un potenciómetro de 10 kΩ, una resistencia de 5 kΩ y una fuente de +15 V, a fin de generar un voltaje ajustable en un rango entre 0 y 10 V. A continuación conecte un divisor de voltaje de 100:1 (aproximadamente) que divida el rango de 0-10 V hasta el voltaje de referencia deseado de 0 a 100 mV. *Nota:* escójase la resistencia grande del divisor de 100 kΩ que sea 10 veces mayor que la resistencia del potenciómetro; con ello se evitan las caídas por carga en el ajuste de 0-10 V. Gracias a estos trucos del diseñador del circuito es posible realizar diseños para los voltajes de referencia muy rápido.

Una aplicación práctica que utiliza un detector de nivel positivo es el interruptor activado por sonido que aparece en la figura 2-8. La fuente de señal E_i es un micrófono y un circuito de alarma está conectado a la salida. El procedimiento para activar el interruptor de sonido es:

1. Abra el interruptor de restablecimiento para pagar el SCR y la alarma.
2. En un ambiente silencioso, ajuste el control de sensibilidad hasta que V_o alcance $-V_{sat}$.
3. Cierre el interruptor de restablecimiento. La alarma debe permanecer apagada.

Cualquier señal de ruido ahora generará un voltaje de ca y será captado por el micrófono como entrada. La primera variación positiva de E_i arriba de V_{ref} impulsará el V_o hasta $+V_{sat}$. El diodo conduce ahora un pulso de corriente próximo a 1 mA, a la compuerta (G) del rectificador controlado de silicio (SCR). En forma normal, las

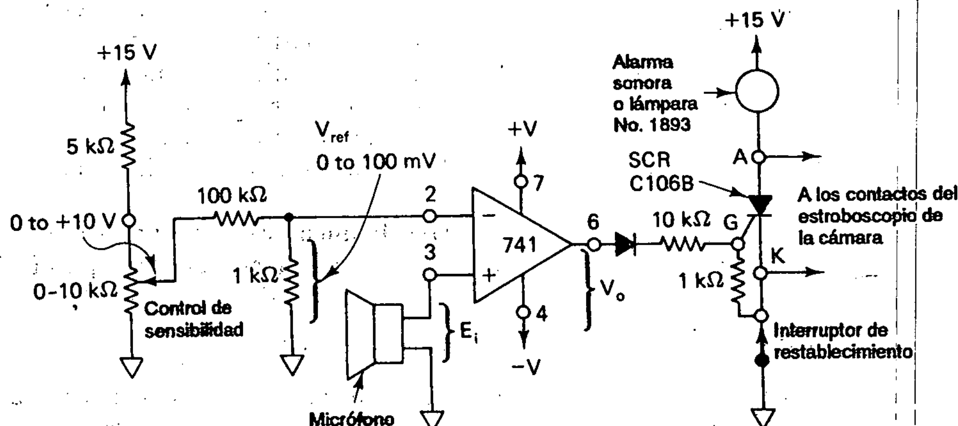


FIGURA 2-8 Un interruptor activado por sonido se construye conectando la salida de un detector de nivel de voltaje no inversor a un circuito de alarma.

terminales A, ánodo del SCR y K, cátodo, actúan como interruptor abierto. Sin embargo, el pulso de corriente en la compuerta propicia que el SCR se encienda, y entonces las terminales de ánodo y cátodo actúan como un interruptor cerrado. La alarma, audible o visual, se activa y permanece encendida porque una vez que encendió el SCR, continúa así hasta que el circuito de ánodo-cátodo se abre.

El circuito de la figura 2-8 puede modificarse para fotografiar cualquier evento en alta velocidad; por ejemplo, una bala que penetra en un bulbo de vidrio. Algunas cámaras tienen contactos mecánicos de interruptor que cierran para activar una lámpara estroboscópica. Para construir este circuito activado por sonido, quítese la alarma y conéctense las terminales de ánodo y cátodo en las entradas de la lámpara estroboscópica en lugar del interruptor de la cámara. Apáguense las luces de la habitación, ábrase el obturador de la cámara y dispárese el rifle al bulbo de vidrio. El sonido del rifle activará el interruptor. La lámpara estroboscópica hará el trabajo de detener en forma aparente la bala en el aire. Ciérrese el obturador. En la fotografía, la posición de la bala con relación al bulbo puede ajustarse experimentalmente acercando o alejando el micrófono del rifle.

2-5.3 Voltímetro luminoso

Un voltímetro de columna luminosa despliega una columna de luz cuya altura es proporcional al voltaje. Los fabricantes de equipo para audio y de aplicaciones médicas pueden reemplazar los paneles de medidores analógicos con voltímetro gráfico luminoso debido a que son más fáciles de leer a distancia.

Un voltímetro gráfico luminoso se construye con el circuito de la figura 2-9. R_{cal} se ajusta de modo que fluya 1 mA a través del circuito divisor con resistencias iguales R_1 a R_{10}. Se establecen diez voltajes de referencia separados en pasos de 1 V, desde 1 V hasta 10 V.

Cuando E_i = 0 V o menor que 1 V, las salidas de todos los amplificadores operacionales se encuentran en $-V_{sat}$. Los diodos de silicio protegen los diodos emisores de luz contra un voltaje excesivo de polarización inversa. Al aumentar E_i hasta que alcance un valor entre 1 y 2 V, sólo la salida del amplificador 1 se torna positiva y enciende a LED1. Nótese que la corriente de salida del amplificador queda automáticamente limitada a su valor de cortocircuito que es de unos 20 mA. Las resistencias de salida de 220 Ω disipan parte del calor del amplificador operacional.

Conforme se aumenta E_i, los LED se iluminan en orden numérico. Este circuito también se puede construir con dos y medio amplificadores cuádruples LM324.

2-5.4 Detector de humo

Otra aplicación práctica de un detector de nivel de voltaje es un detector de humo, como se muestra en la figura 2-10. La lámpara y la celda fotoconductora se montan en una cámara cerrada que admite humo, pero no luz externa. El fotoconductor

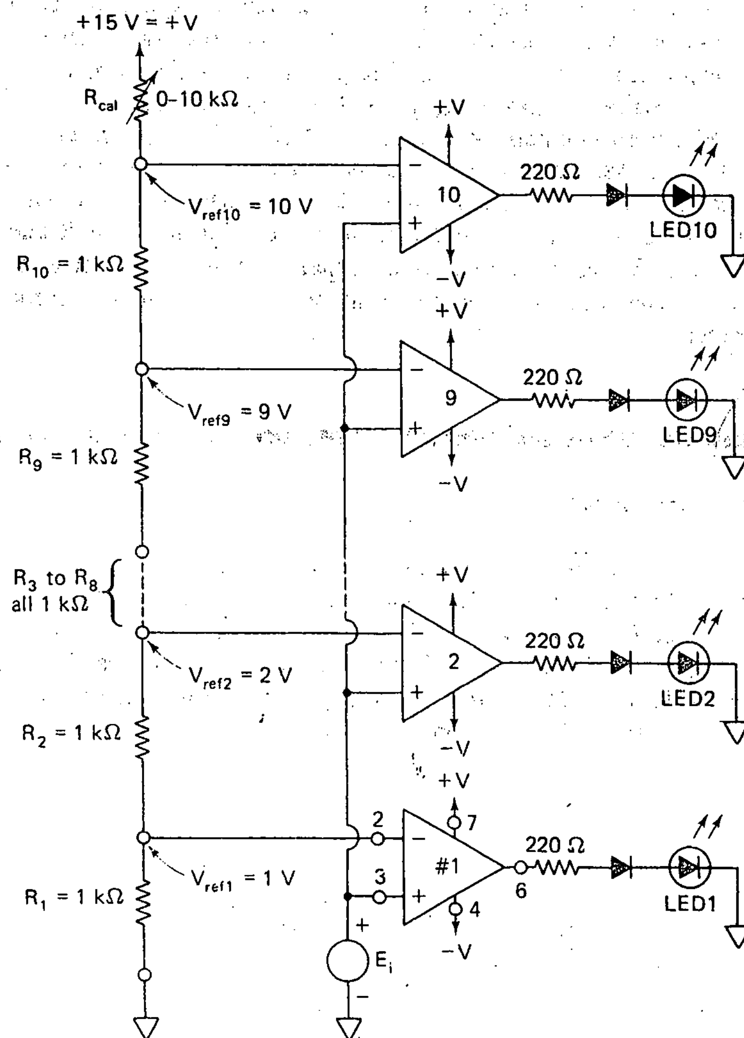


FIGURA 2-9 Voltímetro luminoso. Los voltajes de referencia de cada amplificador operacional se encuentran a 1 V de diferencia. A medida que E_i aumenta de 1 V a 10 V, el LED1 al LED10 se iluminan en secuencia. R_1 y R_{10} son resistencias al 1%. Los amplificadores operacionales son mini-DIPS 741 de 8 terminales.

es una resistencia sensible a la luz. En ausencia de humo, muy poca luz incide en el fotoconductor y su resistencia permanece en cierto valor alto, en forma típica, varios cientos de kiloohms. El control de sensibilidad de 10 kΩ, se ajusta hasta que se apaga la alarma.

entra humo en la camara, hará que la luz se refleje en las partículas de humo en el fotoconductor. Esta a su vez ocasiona que la resistencia del fotoconductor disminuya y se eleve el voltaje a través de R_1. A medida que E_i rebasa el v_{ref}, v_o pasa de $-V_{sat}$ a $+V_{sat}$ y esto hace sonar la alarma.

El circuito de alarma de la figura 2-10 no incluye un rectificador controlado por silicio. Así pues, cuando las partículas de humo abandonan la cámara, la resistencia del fotoconductor aumenta y la alarma se desactiva. Si se quiere que permanezca activada, se emplea el circuito de alarma del SCR que se muestra en la figura 2-8. Es necesario montar la lámpara y la fotorresistencia en una caja negra y plana, a prueba de luz, que admite humo. La luz ambiental impide una operación correcta.

2-6 Procesamiento de señales con detectores de nivel de voltaje

2-6.1 Introducción

Con los conocimientos adquiridos hasta ahora, trataremos de construir un convertidor de onda senoidal en onda cuadrada, un convertidor analógico a digital y un modulador de ancho de pulso con base en ese dispositivo tan versátil que es el amplificador operacional. Estas aplicaciones del comparador en lazo abierto (o detector de nivel de voltaje) se ofrecen con el propósito de mostrar cuan fácil es utilizar los amplificadores operacionales.

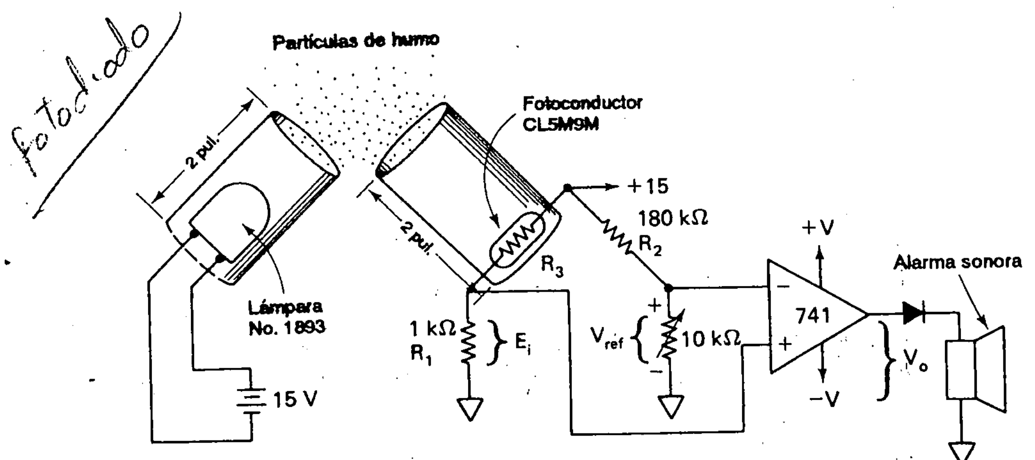


FIGURA 2-10 Si no hay humo presente el control de sensibilidad de 10 kΩ se ajusta hasta que la alarma deja de sonar. La luz reflejada de las partículas de humo hace que suene la alarma.

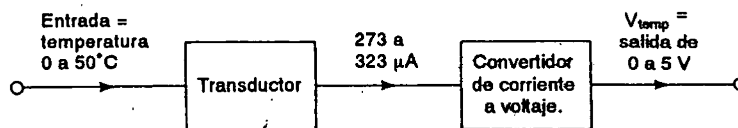
2-6.2 Convertidor de onda senoidal a cuadrada

El detector de cruce por cero de la figura 2-4 convertirá la salida de un generador de onda senoidal, tal como un oscilador de audio de frecuencia variable, en una onda cuadrada de frecuencia variable. Si E_i es una onda senoidal, triangular o de cualquier otra forma que sea simétrica con respecto a cero, la salida del detector de cruce por cero será cuadrada. La frecuencia de E_i debe estar abajo de 100 Hz, por razones que se explican en el capítulo 10.

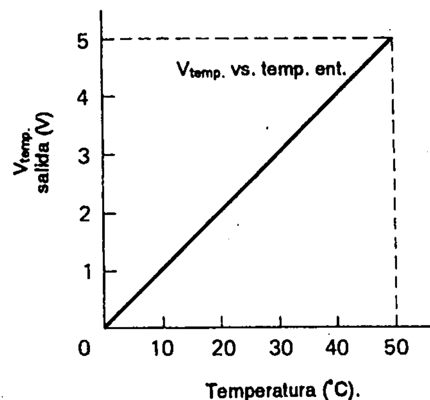
2-7 CONEXION DE UNA COMPUTADORA A DETECTORES DE NIVEL DE VOLTAJE

2-7.1 Introducción

Existen muchas características ambientales o de los procesos de manufactura que cambian muy lentamente. Por ejemplo, la temperatura ambiente o la de un gran



(a) Diagrama de bloques de un convertidor de temperatura a voltaje



(b) Característica de entrada-salida de un convertidor de temperatura a voltaje

FIGURA 2-11 Ejemplo de cómo la temperatura ambiente o de un proceso se mide electrónicamente.

baño ácido. Un transductor puede convertir los cambios de temperatura en cambios de resistencia o de corriente. En los capítulos 5 y 8 se muestra cómo esos cambios pueden convertirse fácilmente en cambios de voltaje por medio del amplificador operacional y unos cuantos dispositivos.

Suponga que se puede disponer de un circuito que genera un voltaje de 0 a 5 V para un cambio de temperatura de 0° a 50°C (figura 2-11). La salida, V_{temp} puede servir como medida de la temperatura o bien, emplearse para su control. Suponga también que es necesario enviar esta información a una computadora, para que monitoree, controle o modifique la temperatura de esa habitación. Con un detector de nivel de voltaje se puede efectuar esto. Para que se entienda la manera cómo es posible hacerlo, describimos el modulador de ancho de pulso en la sección 2-7.3. Pero antes examinaremos un amplificador operacional especializado que facilita la conexión de un sistema analógico de ± 15 V con un sistema digital de 5 V.

2-7.2 *Comparador de voltaje cuádruple LM 339*

Las terminales y la operación de un amplificador operacional especializado, el LM339, se muestran en las figuras 2-12 y 2-13. El LM339 aloja cuatro amplifi-

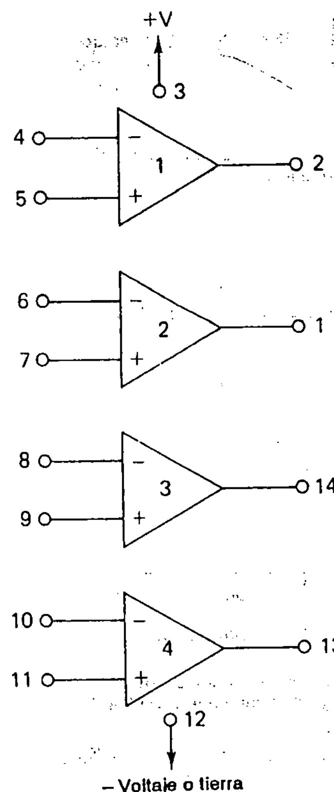
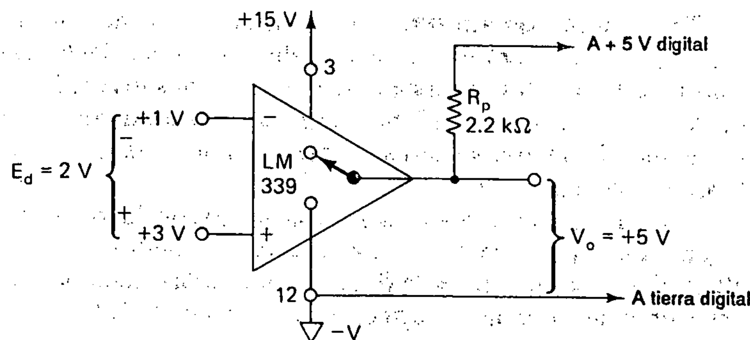
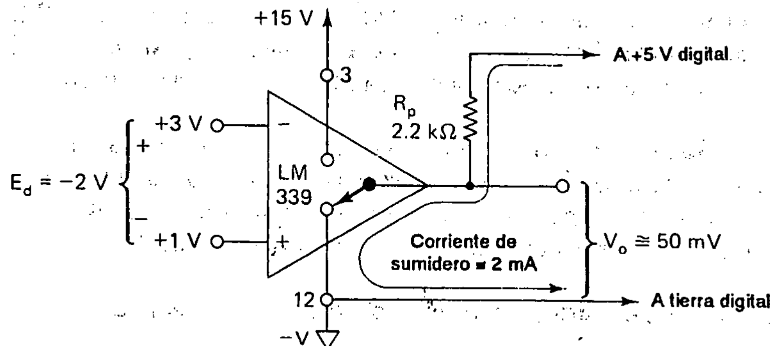


FIGURA 2-12 Diagrama de conexión para el comparador cuádruple LM339. Están contenidos cuatro comparadores de voltaje en un encapsulado doble en línea de 14 terminales.



(a) Si la entrada (+) está arriba de la entrada (−), el interruptor de salida estará abierto; el sistema dígital establece V_o.



(b) Si la entrada (+) está abajo de la entrada (−) el interruptor de salida estará cerrado y consume 1 mA de corriente a través de la resistencia R_p de la fuente de 5 V

FIGURA 2-13 Operación de un comparador LM339 (salida en colector abierto). Cuando E_d es positivo en (a), V_o aumenta. V_o se determina de la fuente positiva externa, la resistencia R_P y cualquier resistencia de carga externa. Si E_d es negativo como en (b), la salida disminuye hasta casi el potencial de tierra.

cadores independientes que han sido diseñados especialmente para ser comparadores de voltaje flexibles. Para examinar su operación analizaremos la función que desempeña cada terminal.

Terminales de alimentación de corriente. Las patas 3 y 12 son las terminales de alimentación de voltaje positiva y negativa respectivamente, para los cuatro comparadores. El máximo voltaje de alimentación entre las terminales 3 y 12 es ± 18 V. En la mayoría de las aplicaciones, la terminal negativa está a tierra, pata 12. Por consiguiente, la pata 3 puede tener cualquier voltaje de 2 a 36 V_{cd}. El LM339 se utiliza especialmente en operación con fuente única.

Terminales de salida. La terminal de salida de cada amplificador operacional es un transistor *npn* en colector abierto. Cada colector está conectado a las respectivas terminales de salida 2, 1, 14 y 13. Todos los emisores están conectados juntos y luego a la terminal 12. Si la terminal 12 está a tierra, la de salida actúa como interruptor. Un interruptor cerrado extiende la tierra de la terminal 12 a la de salida [Véase la figura 2-13(b)].

Si se, desea que la salida aumente de modo considerable cuando el interruptor está abierto, hay que colocar una resistencia de "pull-up" y una fuente externa de voltaje. Según se advierte en la figura 2-13(a), esta característica facilita la interconexión entre un sistema analógico de ±15 V y uno digital de + 5 V. La terminal de salida no consumirá más de 16 mA.

Terminales de entrada. Las terminales de entrada son diferenciales. Por medio de la ecuación (2-1) se determina el signo de E_d. Si E_d es *positiva*, el interruptor de salida estará *abierto*, como en la figura 2-13(a). Si E_d es negativa, el interruptor de salida estará *cerrado* como en la figura 2-13(b). A diferencia de muchos otros amplificadores operacionales, es posible bajar las terminales de entrada hasta el potencial tierra cuando la pata 12 está a tierra.

Resumen. Si la entrada (+) de un LM339 es mayor que la entrada (–), la resistencia *eleva* la salida. Si la entrada (+) es menor que la entrada (–), la salida se reduce hasta el potencial de tierra en la terminal 12. Ahora ya contamos con suficiente información para analizar el modulador de ancho de pulso.

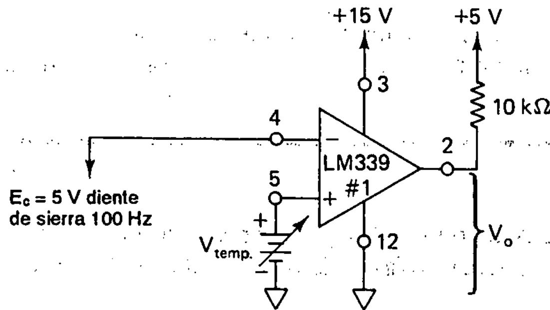
2-7.3 Modulador de ancho de pulso no inversor

El comparador LM339 en la figura 2-14(a) compara dos voltajes de entrada, E_C y V_{temp}. [La figura 2-14(b) es similar a la figura 2-5(b).] Una onda de diente de sierra, E_C,con frecuencia constante está conectada a la entrada (–). Se le llama *onda portadora*. V_{temp} es un voltaje controlado por temperatura. Su velocidad o rapidez de cambio debe ser mucho menor que la de E_C.

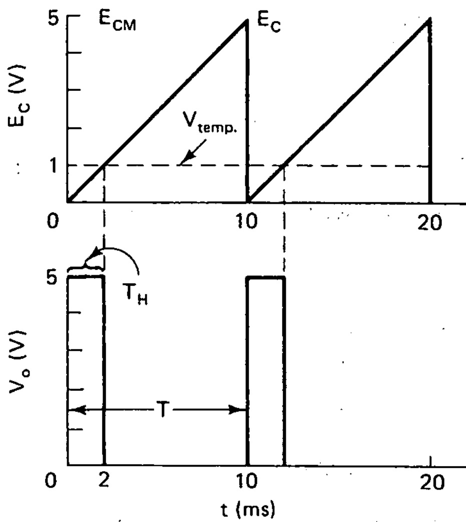
En este circuito *la señal de entrada se define* como V_{temp}. La señal de salida se define como *el tiempo en alto*, T_H de V_o. En la figura 2-14(b), la salida permanece alta durante 2 ms cuando V_{temp} = 1 V. Si V_{temp} alcanza los 4 V, el tiempo alto T_H aumenta hasta 8 ms como el de la figura 2-14(c).

La operación del circuito se sintetiza por sus características de entrada-salida en la figura 2-14(d). El ancho de pulso de salida T_H es cambiado (modulado) por V_{temp}. E_C establece el periodo constante de salida. *Por* tanto, E_C *lleva la información contenida en* V_{temp}. Se dice que V_o es una onda modulada por el ancho del pulso. La ecuación de entrada-salida es

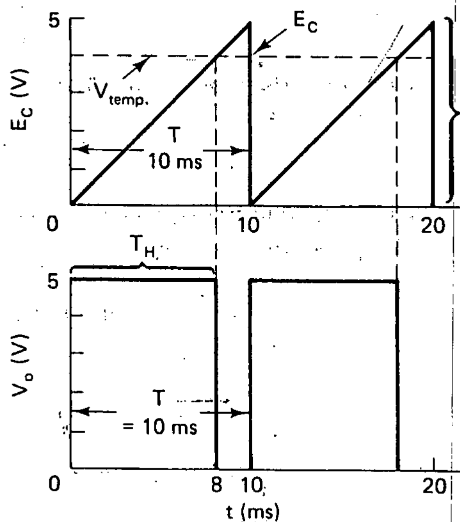
$$\text{salida } T_H = (V_{temp})\frac{T}{E_{CM}} \tag{2-3}$$



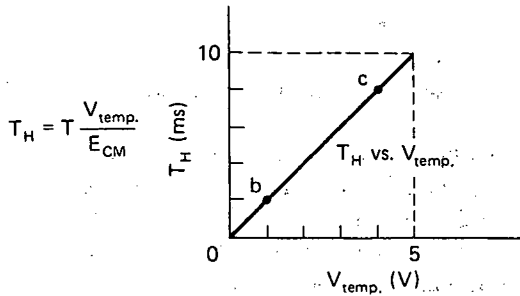
(a) Circuito modulador no inversor por ancho de pulso



(b) $V_{temp.} = 1$ V, $T_H = 2$ ms



(c) $V_{temp.} = 4$ V, $T_H = 8$ ms



(d) Voltaje de entrada $V_{temp.}$ tiempo alto de salida T_H

FIGURA 2-14 V_{temp} se define como la señal de entrada en (a). Conforme *aumenta* V_{temp} de 0 a 5 V, el tiempo en alto del voltaje de salida V_o se *incrementa* también de 0 a 10 ms. El circuito se denomina *modulador no inversor de ancho de* pulso.

donde T = periodo de la onda portadora de diente de sierra
E_{CM} = voltaje pico máximo de la portadora de diente de sierra

Ejemplo 2-2
Una señal diente de sierra de 10 v y 50 Hz es modulado por ancho de pulso por una señal de 4 V. Encuentre (a) el tiempo alto de salida, (b) el ciclo de trabajo.

Solución El periodo T se calcula a partir de la recíproca de la frecuencia

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50\text{ Hz}} = 20\text{ ms}$$

(a) Con base en la ecuación 2-3,

$$T_H = (4\text{ V})\frac{20\text{ ms}}{10\text{ V}} = 8\text{ ms}$$

(b) El ciclo de trabajo se define como la razón entre tiempo alto y el periodo y se expresa en porcentaje:

$$\text{ciclo de trabajo} = \frac{T_H}{T} \times 100 \tag{2-4}$$

$$= \frac{8\text{ ms}}{20\text{ ms}} \times 100$$

Por tanto, la salida permanece alta en un 40% de cada señal.

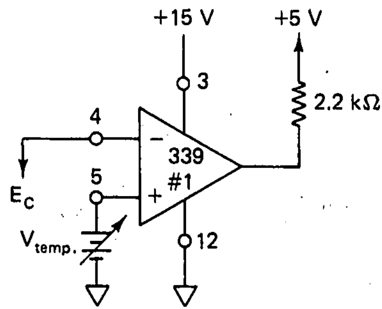
El ejemplo 2-2 muestra que el modulador de ancho de pulso también se puede denominar *controlador de ciclo de trabajo.*

2-7.4 Moduladores de ancho de pulso inversores y no inversores

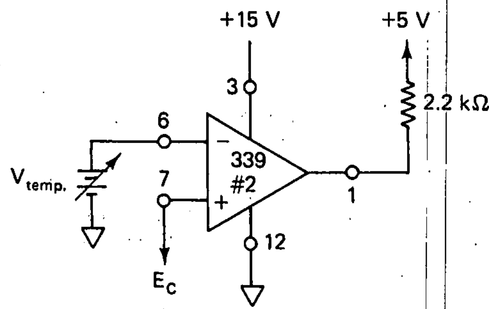
En la figura 2-15 se observa la diferencia entre los moduladores inversores y no inversores. Si la señal V_{temp} se aplica a la entrada (+), el circuito se define como no inversor [véase la figura 2-15 (a), (b) y (c)]. La *pendiente* de T_H contra V_{temp} se eleva hacia la derecha y es *positiva o* no inversora

Se aplica V_{temp} a la entrada (–) en la figura 2-15(d). Conforme crece V_{temp}, disminuye T_H. En la figura 2-14(f) se muestra la *pendiente* de T_H contra V_{temp} *y es negativa.* La ecuación para el comportamiento inverso es

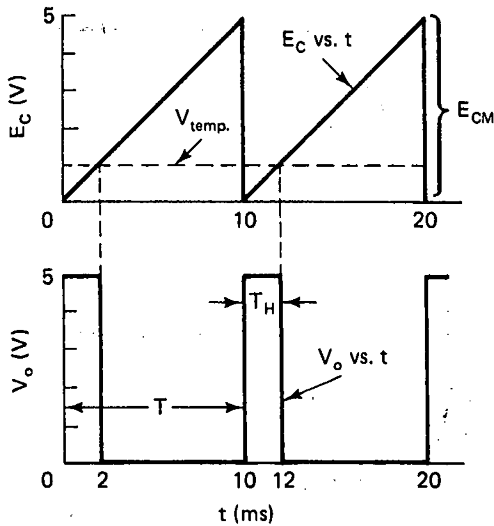
$$T_H = T\left(1 - \frac{V_{temp}}{E_{CM}}\right) \tag{2-5}$$



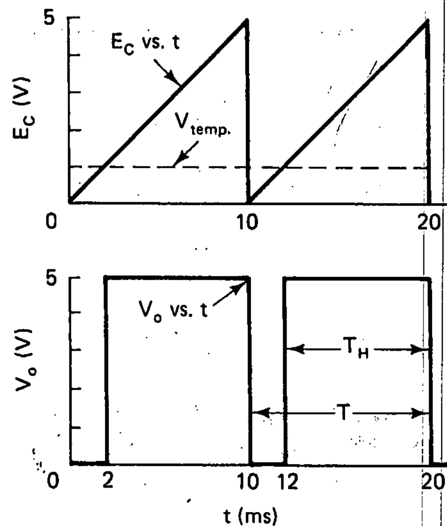
(a) Modulador no inversor de ancho de pulso



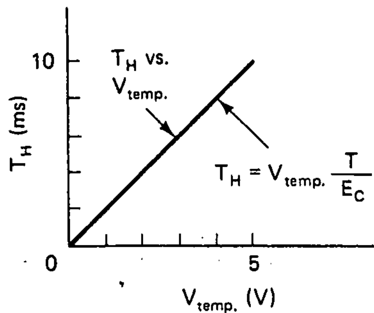
(d) Modulador inversor de ancho de pulso



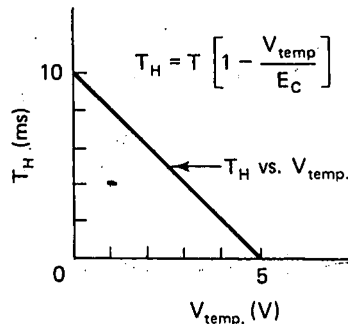
(b) Formas de onda de entrada y salida para $V_{ref} = 1$ V



(e) Formas de onda de entrada y salida para $V_{ref.} = 1$ V



(c) T_H de salida en función de $V_{temp.}$ T = 10 ms



(f) T_H de salida en función de $V_{temp.}$ T = 10 ms

FIGURA 2-15 El tiempo alto de salida aumenta al incrementarse V_{temp} de entrada en un modulador no inversor de ancho de pulso [véase (a), (b), y (c)]. El tiempo alto de salida *disminuye* conforme V_{tem} aumenta en un modulador *inversor* de ancho de pulso.

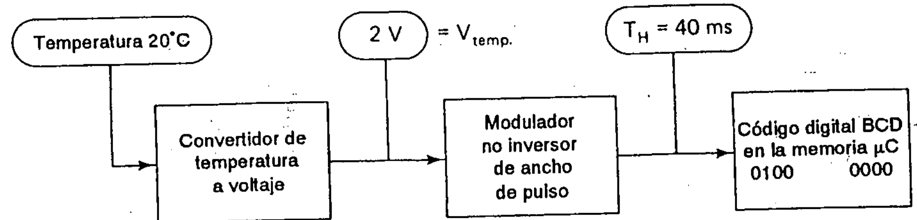


FIGURA 2-16 Diagrama de bloques de un sistema computarizado de medición de temperatura.

Ejemplo 2-3
Calcule el tiempo alto de salida si V_{temp} = 4V, en la fig. 2-15(d).

Solución Según la ecuación (2-5),

$$T_H = 10 \text{ ms}\left(1 - \frac{4\text{ V}}{5\text{ V}}\right) = 2 \text{ ms}$$

2-8 CONVERSION ANALOGICA A DIGITAL CON UNA MICROCOMPUTADORA Y CON UN MODULADOR DE ANCHO DE PULSO

El modulador de ancho de pulso puede conectar una señal analógica con un puerto de entrada de un microprocesador o microcomputadora (figura 2-16). Primero la temperatura analógica se convierte en voltaje. Un modulador no inversor de ancho de pulso transforma esta entrada analógica en una salida de naturaleza digital. Es decir, su salida es alta o baja. El tiempo alto es directamente proporcional a la temperatura.

El programador de la computadora en realidad realiza la conversión analógica a digital convirtiendo el tiempo alto en un código digital. Esto se logra empleando un ciclo de tiempo de 1 ms y contando cuantas veces se ejecuta el ciclo.

EJERCICIOS DE LABORATORIO

2-1. Los circuitos de este capítulo pueden armarse, probarse y utilizarse a manera de experimento de laboratorio. Sin embargo, recomendamos efectuar primero el experimento que se incluye en la figura LE2-1. Es evidente que el voltaje diferencial de entrada, E_d, es igual a cero. Desde el punto de vista matemático, la ecuación (2-2) predice que

$$V_o = A_{OL}E_d = (200{,}000)(0\text{ V}) = 0\text{ V}$$

Pero si se conectan doce amplificadores operacionales del tipo 741 como se muestra en la figura, aproximadamente la mitad de las salidas se pondrán a $+V_{sat}$ y las otras a $-V_{sat}$. Esto brinda una buena oportunidad de medir $\pm V_{sat}$ y los voltajes de suministro $\pm V$. Los datos indicarán que una salida del 741 puede elevarse aproximadamente a 0.8 V de $+V$. No obstante, sólo desciende unos 2 V por arriba de $-V$. Esto es algo que caracteriza a la mayor parte de los amplificadores operacionales de propósito general.

Esta aparente violación a las leyes de las matemáticas es bastante normal. Se debe a una característica de los amplificadores operacionales, llamada "voltaje de desviación de entrada" que se explicará detenidamente en el capítulo 9.

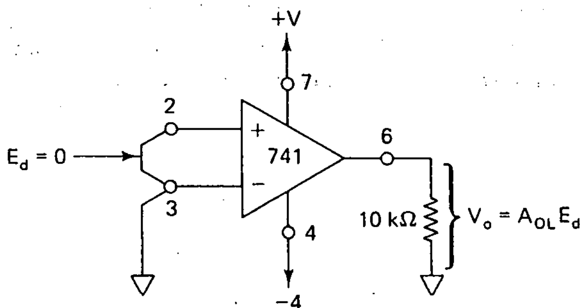


FIGURA LE2-1

2-2. *Medición de laboratorio de las formas de onda variables en el tiempo.* Es conveniente usar un osciloscopio de doble canal y un generador de funciones para observar las gráficas del voltaje de entrada y salida en función del tiempo para cualesquiera de los circuitos que hemos descrito en el presente capítulo. Lo más recomendable es conectar el voltaje de entrada al canal A o número 1 del osciloscopio de rayos catódicos. V_O se conecta al canal B. Utilice siempre acoplamiento *en cd*; porque de lo contrario no sabrá si la salida está saturada.

2-3. *Medición de laboratorio de las características del voltaje de entrada-salida.* La perilla de base de tiempo del osciloscopio debe tener una posición x-y para graficar el voltaje de salida en función del voltaje de entrada. Conecte siempre la entrada (variable independiente) a la x o al eje horizontal, la variable independiente, V_O, al eje vertical y. Esta es una buena práctica de ingeniería. Cuando uno ve una curva a característica publicada, sabe cómo conectar el osciloscopio para verificarla. También en este caso emplee el acoplamiento en cd para los amplificadores x y y pues de lo contrario tal vez visualice el funcionamiento de los capacitores de acoplamiento de entrada de oscilador, y no vea el funcionamiento del circuito.

En el capítulo 4 se estudiarán algunas aplicaciones más avanzadas del comparador, pero antes, en el capítulo 3, veremos cuan fácil es construir amplificadores de voltaje, de gran precisión y flexibilidad, con un amplificador operacional y unos cuantas resistencias.

PROBLEMAS

2-1. Mencione las cinco terminales básicas de un amplificador operacional.

2-2. Mencione al fabricante del amplificador operacional AD741.

2-3. El amplificador operacional 741 se fabrica en un encapsulado doble en línea de 8 patas. ¿Cuáles son los números de pata para **(a)** la entrada inversora; **(b)** la entrada no inversora; **(c)** la salida?

2-4. Un amplificador operacional 741 está conectado a una fuente de ± 15 V. ¿Cuáles son los limites de operación de la terminal de salida en condiciones normales respecto a **(a)** el voltaje de salida; **(b)** la corriente de salida?

2-5. Cuando se cortocircuitea la resistencia de carga , ¿cual es **(a)** el voltaje de salida del amplificador operacional; **(b)** la corriente aproximada de salida?

2-6. Los dos amplificadores de la figura P2-6 se fabrican en un encapsulado de 14 patas dobles en línea; **(a)** enumere las terminales; **(b)** calcule E_d; y **(c)** encuentre V_o.

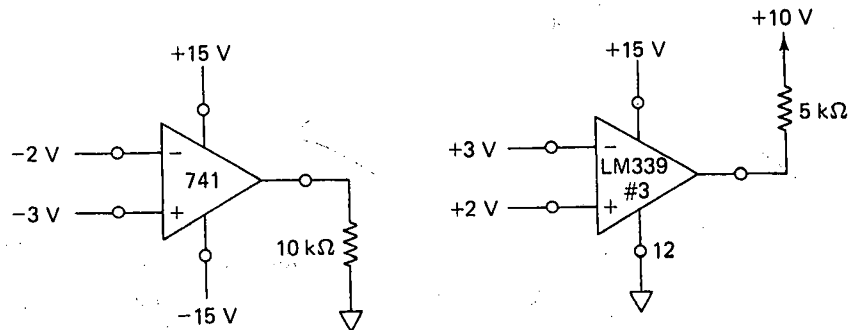


FIGURA P2-6

2-7. En la figura P2-7 E_i se aplica a la entrada (–) y tierra a la entrada V (+) de un 741. Trace exactamente, **(a)** V_o en función de t y **(b)** V_o en función de E_i.

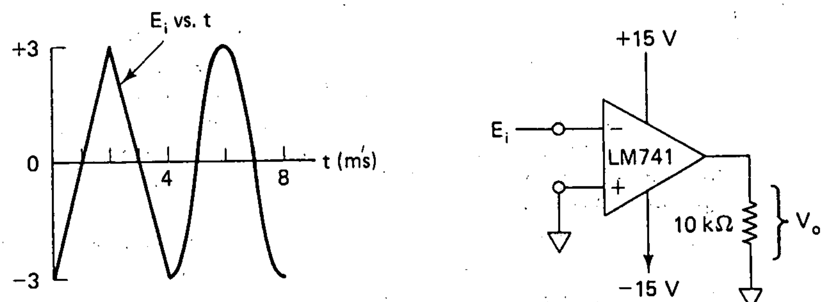


FIGURA P2-7

2-8. Intercambie las conexiones de entrada a E_i y a tierra en la figura P2-7. Trace la gráfica de (a) V_o en función de t y (b) V_o en función de E_i.

2-9. ¿Cuál circuito de los problemas 2-7 y 2-8 es el detector inversor y no inversor de cruce por cero?

2-10. ¿A cuál entrada conectará un voltaje de referencia para obtener un detector inversor de nivel?

2-11. Necesita un detector no inversor 741 del nivel de voltaje. (a) ¿Estará la salida en $+V_{sat}$ o $-V_{sat}$ cuando el voltaje de señal esté por encima del de referencia; (b) ¿A qué entrada se conecta la señal?

2-12. Diseñe un voltaje de referencia que varíe de 0 a -5 V. Suponga que el voltaje negativo de alimentación es -15 V.

2-13. Diseñe un voltaje de referencia ajustable de 0 a +50 mV. Obténgalo de una fuente de +15 V.

2-14. En la figura P2-14 la frecuencia de la onda portadora E_c es constante de 50 Hz. Si $V_{temp} = 5$ V, (a) calcule el tiempo alto T_H; (b) trace la gráfica de V_o en función del tiempo.

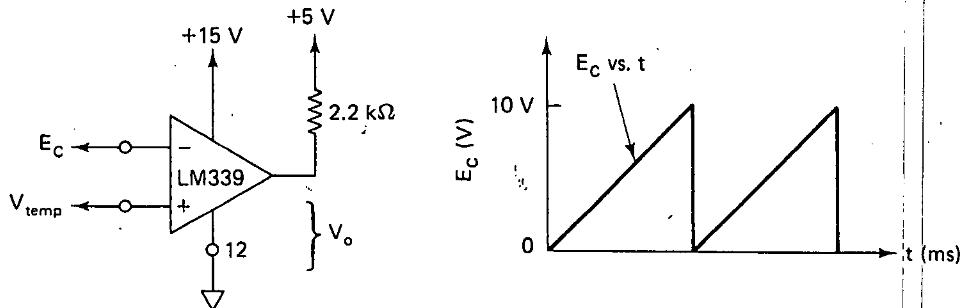


FIGURA P2-14

2-15. Suponga que V_{temp} varía de 0 V a +10 V en el problema 2-14. Trace la gráfica de T_H en función del V_{ref}.

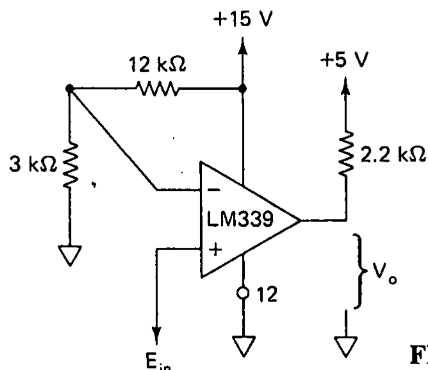


FIGURA P2-16

2-16. En la figura P2-16, E_{ent} es una onda triangular. La amplitud es de – 5 a +5 V y la frecuencia es 100 Hz. Dibujar exactamente las gráficas de **(a)** V_O en función de E_{ent}; **(b)** V_O en función de t.

2-17. Dibuje el esquema de un circuito cuyo voltaje de salida se volverá positivo + V_{sat} cuando la señal de entrada cruce +5 V en dirección positiva.

2-18. Está la solución del problema 2-17 clasificada como un comparador inversor o no inversor?

2-19. Dibuje un circuito cuya salida llegue a + V_{sat} cuando la señal de entrada se encuentra abajo de – 4 V. La salida deberá estar en – V_{sat} cuando la entrada está arriba de – 4 V.

2-20. ¿Representa el circuito de la solución del problema 2-19, **(a)** un detector inversor o no inversor, **(b)** un detector de nivel de voltaje positivo o negativo?

CAPITULO 3

Amplificadores inversores y no inversores

OBJETIVOS DE APRENDIZAJE

Después de terminar este capítulo sobre los amplificadores inversores y no inversores, el estudiante será capaz de:

- Dibujar el circuito de un amplificador inversor y calcular todos los voltajes y corrientes para una señal de entrada determinada.
- Dibujar el circuito de un amplificador no inversor y calcular todos los voltajes y corrientes.
- Graficar la forma de onda del voltaje de salida y las características de entrada-salida de un amplificador inversor o no inversor para cualquier forma de onda del voltaje de entrada.
- Diseñar un amplificador que satisfaga cierta especificación de resistencia de entrada y de ganancia.

- Construir un sumador inversor o no inversor y un mezclador de audio.
- Utilizar un seguidor de voltaje para crear una fuente ideal de voltaje.
- Sumar un voltaje de cd a un voltaje de señal de ca.
- Medir el valor promedio de varias señales.
- Construir un restador.
- Describir cómo un servoamplificador produce una respuesta atrasada respecto a una señal y cómo calcular este retraso.

3-0 INTRODUCCION

En este capítulo se utiliza el amplificador operacional en una de sus más importantes aplicaciones, la fabricación de un amplificador. Un *amplificador* es un circuito que recibe una señal en su entrada y produce una versión más grande sin distorsión de la señal recibida en su salida. Todos los circuitos en este capítulo tienen una característica común: una resistencia externa de alimentación está conectado entre la terminal de salida y la terminal de entrada (–). Este tipo de circuito se denomina *circuito de retroalimentación negativa.*

Con la retroalimentacion negativa se obtienen muchas ventajas, todas se basan en que el comportamiento del circuito ya no depende de la ganancia a lazo abierto del amplificador operacional, A_{OL}. Al agregar la resistencia de retroalimentación, se forma un circuito de la salida a la entrada (–). El circuito resultante tiene ahora una *ganancia en lazo cerrado* o *ganancia de amplificador,* A_{CL}, que es independiente de A_{OL}. (Siempre que A_{OL} sea mucho mayor que A_{CL}.)

Como se mostrará, la ganancia en lazo cerrado, A_{CL}, depende sólo de las resistencias externas. Para mejores resultados deben emplearse resistencias al 1%, y A_{CL}, se conocerá dentro del mismo valor. Obsérvese que las resistencias externas adicionales no cambian la ganancia en lazo abierto A_{OL}, ésta sigue variando de un amplificador operacional a otro. De modo que el añadir realimentación negativa permitirá ignorar los cambios en A_{OL} siempre que éste sea grande. Se comenzará con el amplificador inversor para mostrar que A_{CL} depende simplemente de la relación entre las dos resistencias.

3-1 AMPLIFICADOR INVERSOR

3-1.1 Introducción

El circuito de la figura 3-1 es de los más utilizados. Es un amplificador cuya ganancia en lazo cerrado desde E_i a V_o está dada por R_f y R_i. Puede amplificar

señales de ca o cd. Para entender cómo opera, se hacen las dos suposiciones de simplificación apegadas a la realidad que se introdujeron en el capítulo 2.

1. El voltaje E_d entre las entradas (+) y (–) es esencialmente 0, si V_o no está en saturación.
2. La corriente requerida por las terminales de entrada (+) o (–) es despreciable.

3-1.2 Voltaje positivo aplicado a la entrada inversora

En la figura 3-1, se aplica un voltaje positivo E_i a través de la resistencia de entrada R_i a la entrada (–) del amplificador operacional. Se proporciona retroalimentación negativa mediante la resistencia R_f. El voltaje entre las entradas (+) y (–) es casi igual a 0 V. Por tanto, la terminal de entrada (–) también está a 0 V, de modo que el potencial de tierra está en la entrada (–). Por esta razón, la entrada (–) se dice que es una tierra *virtual.*

Ya que un extremo de R_i está a E_i y el otro a 0 V, la caída de voltaje a través de R_i es E_i. La corriente I a través de E_i se encuentra por medio de la ley de Ohm:

$$I = \frac{E_i}{R_i} \tag{3-1a}$$

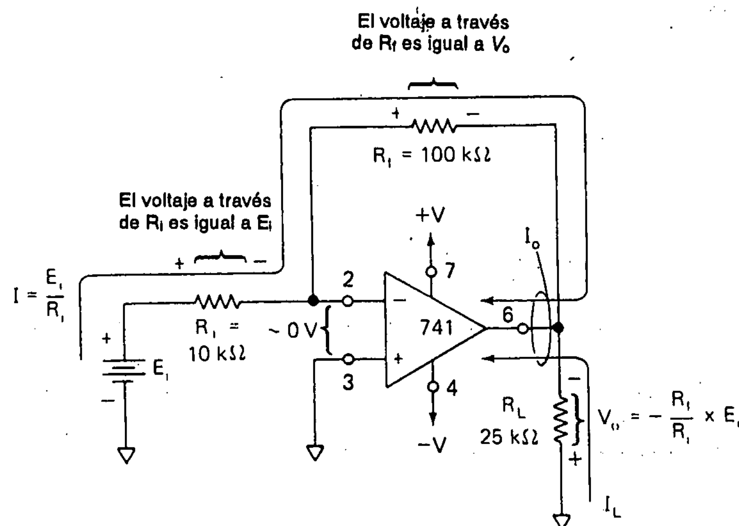


FIGURA 3-1 Voltaje positivo aplicado a la entrada (–) de un amplificador inversor. R_i convierte este voltaje en corriente, I; R_f convierte otra vez I en una versión amplificada de E_i.

R_i incluye la resistencia del generador de señal. Este punto se expone con más detalle en la sección 3-5.2.

Toda la corriente de entrada fluye a través de R_f, ya que una cantidad despreciable es utilizada por la terminal de entrada (–). Obsérvese que la corriente a través de R_f está establecida por R_i y E_i; no por R_f, V_o o el amplificador operacional.

La caída de voltaje a través de R_f es simplemente $I(R_f)$, o

$$V_{Rf} = I \times R_f = \frac{E_i}{R_i} R_f \qquad \textbf{(3-1b)}$$

Como se muestra en la figura 3-1, un extremo de R_f y uno de la carga R_L están conectados. El voltaje de este punto a tierra es V_o. Los otros extremos de R_f y R_L están a potencial tierra. Por tanto V_o es igual a V_{Rf} (el voltaje a través de R_f). Para obtener la polaridad de V_o, obsérvese que el extremo izquierdo de R_f está a potencial tierra. La dirección de la corriente establecida por E_i obliga a que el extremo derecho de R_f se haga negativo. Por tanto, V_o es negativo cuando E_i es positivo. Ahora, igualando V_o con V_{Rf} y agregando un signo negativo para indicar que V_o se hace negativo cuando E_i se hace positivo, se tiene

$$V_o = -E_i \frac{R_f}{R_i} \qquad \textbf{(3-2a)}$$

Ahora, se introduce la definición de que la ganancia en lazo cerrado del amplificador es A_{CL}, por lo que la ecuación (3-2b) toma la forma

$$A_{CL} = \frac{V_o}{E_i} = \frac{-R_f}{R_i} \qquad \textbf{(3-2b)}$$

El signo menos en la ecuación (3-2b) muestra que la polaridad de la salida V_o está invertida con respecto a E_i. Por esta razón, el circuito de la figura 3-1 se denomina *amplificador inversor*.

3-1.3 Corrientes de carga y de salida

La corriente de carga I_L que fluye a través de R_L está determinada solamente por R_L y V_o, y está alimentada desde la terminal de salida del amplificador operacional. Por tanto, $I_L = V_o / R_L$. La corriente I a través de R_f también debe ser proporcionada por la terminal de salida. Por tanto, la corriente de salida del amplificador operacional I_o es

$$I_o = I + I_L \qquad \textbf{(3-3)}$$

El valor máximo de I_o se establece por el amplificador operacional; por lo general entre 5 y 10 mA.

Ejemplo 3-1

De acuerdo con la figura 3-1, con $R_f = 100\ k\Omega$, $R_i = 10\ k\Omega$ y $E_i = 1$ V. Calcule (a) I; (b) V_o; (c) A_{CL}.

Solución (a) Por medio de la ecuación (3-1a),

$$I = \frac{E_i}{R_i} = \frac{1\ V}{10\ k\Omega} = 0.1\ mA$$

(b) A partir de la ecuación (3-2a),

$$V_o = -\frac{R_f}{R_i} \times E_i = -\frac{100\ k\Omega}{10\ k\Omega}(1\ V) = -10\ V$$

(c) Utilizando la ecuación (3-2b), se obtiene

$$A_{CL} = -\frac{R_f}{R_i} = -\frac{100\ k\Omega}{10\ k\Omega} = -10$$

Esta respuesta puede verificarse tomando la razón de V_o a E_i:

$$A_{CL} = \frac{V_o}{E_i} = \frac{-10\ V}{1\ V} = -10$$

Ejemplo 3-2

Usando los valores dados en el ejemplo 3-1 y $R_L = 25\ k\Omega$, determine (a) I_L y (b) la corriente total en la terminal de salida del amplificador operacional.

Solución (a) Usando el valor de V_o calculado en el ejemplo 3-1, se obtiene

$$I_L = \frac{V_o}{R_L} = \frac{10\ V}{25\ k\Omega} = 0.4\ mA$$

La dirección de la corriente se muestra en la figura 3-1.

(b) Utilizando la ecuación (3-3) y el valor de I del ejemplo 3-1, se obtiene

$$I_o = I + I_L = 0.1\ mA + 0.4\ mA = 0.5\ mA$$

La resistencia de entrada vista por E_i es R_i. Con el fin de mantener la resistencia de entrada al *circuito* alta, R_i debe ser igual o mayor de 10 kΩ.

3-1.4 Voltaje negativo aplicado a la entrada inversora

En la figura 3-1 se ilustra un voltaje negativo, E_i, aplicado a través de R_i a la entrada inversora. Todos los principios y las ecuaciones de las seciones 3-1.1 a la 3-1.3 se siguen aplicando. La única diferencia entre las figuras 3-1 y 3-2 es la dirección

de las corrientes, invirtiendo la polaridad del voltaje de entrada, E_i, se invierte la dirección de todas las corrientes y las polaridades de voltaje. Ahora la salida del amplificador se hará positiva cuando E_i se haga negativo.

Ejemplo 3-3

De acuerdo con la figura 3-2, con $R_f = 250\ \text{k}\Omega$, $R_i = 10\ \text{k}\Omega$, y $E_i = -0.5$ V. Calcule (a) I; (b) el voltaje a través de R_f; (c) V_o.

Solución (a) A partir de la ecuación (3-1a),

$$I = \frac{E_i}{R_i} = \frac{0.5\ \text{V}}{10\ \text{k}\Omega} = 50\ \mu\text{A} = 0.05\ \text{mA}$$

(b) Por medio de la ecuación (3-1b),

$$V_{Rf} = I \times R_f$$
$$= (50\ \mu\text{A})(250\ \text{k}\Omega) = 12.5\ \text{V}$$

(c) A partir de la ecuación (3-2a),

$$V_o = -\frac{R_f}{R_i} \times E_i = -\frac{250\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega}(-0.5\ \text{V}) = +12.5\ \text{V}$$

Así, la magnitud del voltaje de salida es igual a la magnitud del voltaje a través de R_f y $A_{CL} = -25$.

Ejemplo 3-4

Empleando los valores del ejemplo 3-3, determine (a) R_L para una corriente de carga de 2 mA; (b) I_o; (c) la resistencia de entrada al circuito.

Solución (a) Utilizando la ley de Ohm y V_o del ejemplo 3-3,

$$R_L = \frac{V_o}{I_L} = \frac{12.5\ \text{V}}{2\ \text{mA}} = 6.25\ \text{k}\Omega$$

(b) A partir de la ecuación (3-3) y el ejemplo 3-3,

$$I_o = I + I_L = 0.05\ \text{mA} + 2\ \text{mA} = 2.05\ \text{mA}$$

(c) La resistencia de entrada del circuito, o la resistencia vista por E_i es R_i = 10 kΩ.

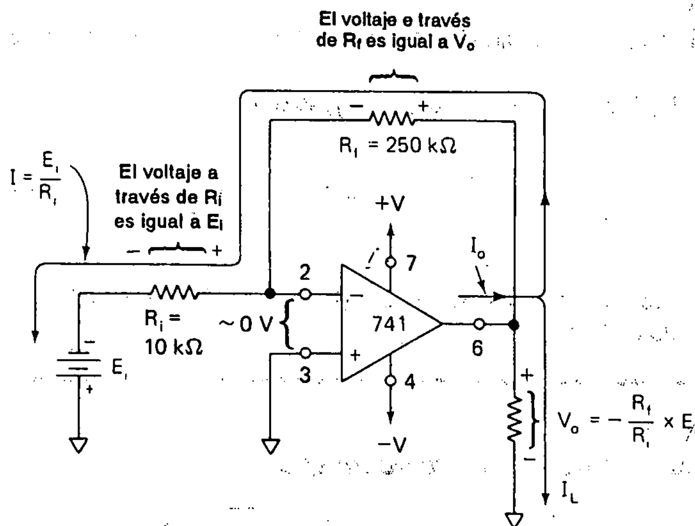


FIGURA 3-2 Voltaje negativo aplicado a la entrada (–) de un amplificador inversor.

3-1.5 Voltaje de ca aplicado a la entrada inversora

En la figura 3-3(a) se muestra una señal ca de voltaje E_i aplicada a la entrada inversora a través de R_i. Para el medio ciclo positivo, lás polaridades del voltaje y las direcciones de corrientes son las mismas que en la figura 3-1. Para el medio ciclo negativo el voltaje, las polaridades y las direcciones de corriente son las mismas que en la figura 3-2. La forma de onda de la salida es la negativa (o 180° fuera de fase) de la onda de entrada como se muestra en la figura 3-3 (b). Esto es, cuando E_i es positivo, V_o es negativo; y viceversa. Las ecuaciones desarrolladas en la seción 3-1.1 son aplicables a la figura 3-3 para voltajes de ca.

Ejemplo 3-5

Para el circuito de la figura 3-3, R_f = 20 kΩ, y R_i, = 10 kΩ, calcule la ganacia de voltaje A_{CL}.

Solución Por medio de la ecuación (3-2b),

$$A_{CL} = -\frac{R_f}{R_i} = \frac{-20\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega} = -2$$

Ejemplo 3-6

Si el voltaje de entrada en el ejemplo 3-5 es –5 V, determínese el voltaje de salida.

Solución Utilizando la ecuación (3-2b), se obtiene

$$V_o = \frac{-R_f}{R_i} \times E_i = A_{CL} E_i = (-2)(-5 \text{ V}) = 10 \text{ V}$$

Véase el tiempo 0 en la figura 3-3 (b) y (c). La frecuencia de las señales de entrada y salida es la misma.

3-1.6 Procedimiento de diseño

A continuación se da un ejemplo del procedimiento para diseñar un amplificador inversor.

Ejemplo de diseño 3-7

Diseñe un amplificador que tenga una ganancia de –25. La resistencia R_{ent} deberá ser igual o mayor que 10 kΩ.

Procedimiento de diseño

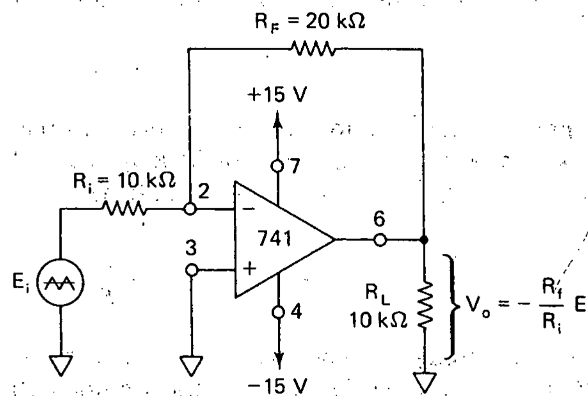
1. Escoja el tipo de circuito entre los que se muestran en las figuras 3-1 a 3-3.
2. Seleccione R_i = 10 kΩ (una elección prudente y sin riesgo).
3. Calcule R_f a partir de R_f = (ganancia)(R_i). (En este cálculo, utilice la magnitud de la ganancia.)

3-1.7 Procedimiento de análisis

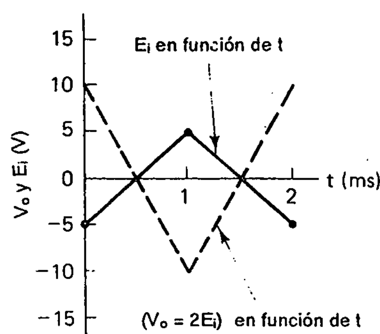
Suponga que le hacen una entrevista para un empleo en el área electrónica. El entrevistador técnico le pide analizar el circuito. Usted reconoce que se trata del circuito de un amplificador inversor. Entonces haga lo siguiente:

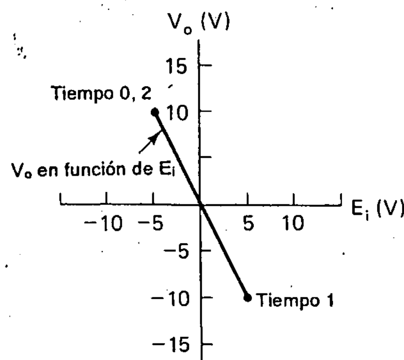
1. Observe detenidamente la R_i. Indica que la resistencia de entrada del circuito es igual a R_i.

2. Divida el valor de R_f entre el de R_i. Indica que la magnitud de la ganancia es igual a R_f/R_i, y que el voltaje de salida será negativo cuando el de entrada sea positivo.



(a) La entrada ca en E_i se amplifica por −2





(b) Exhibición de E_i en función de t y de V_o en función de t en el osciloscopio

(c) Exhibición de V_o en función de E_i en el osciloscopio

FIGURA 3-3 El circuito del amplificador en (a) tiene una señal ca de entrada y una ganancia de −2. En (b) se muestran las gráficas de tiempo, y en (c) se ilustran las características entrada-salida. Nótese que la función de V_o en función de E_i en (c) es la ganancia en lazo cerrado A_{CL} (elevación/carrera) = V_o/E_i).

3-2. SUMADOR INVERSOR Y MEZCLADOR DE AUDIO

3-2.1 Sumador inversor

En el circuito de la figura 3-4, V_o es igual la suma de los voltajes de entrada con la polaridad invertida; expresada en forma matemática,

$$V_o = -(E_1 + E_2 + E_3) \tag{3-4}$$

La operación del circuito se explica observando que el punto de suma S y la entrada (–) están a potencial tierra. La corriente I_1 se establece por E_1 y R, I_2 por E_2 y R, e I_3 por E_3 y R. Expresado en forma matemática,

$$I_1 = \frac{E_1}{R}, \qquad I_2 = \frac{E_2}{R}, \qquad I_3 = \frac{E_3}{R} \tag{3-5}$$

Ya que la entrada (–) tiene una corriente despreciable, I_1, I_2, e I_3, fluyen a través de R_f. Esto es, la suma de las corrientes de entrada fluyen a través de R_f y establece una caída de voltaje igual a V_o, o

$$V_o = -(I_1 + I_2 + I_3)R_f$$

Sustituyendo las corrientes por las expresiones dadas en la ecuación (3-5), y sustituyendo R_f por R, se obtiene la ecuación (3-4):

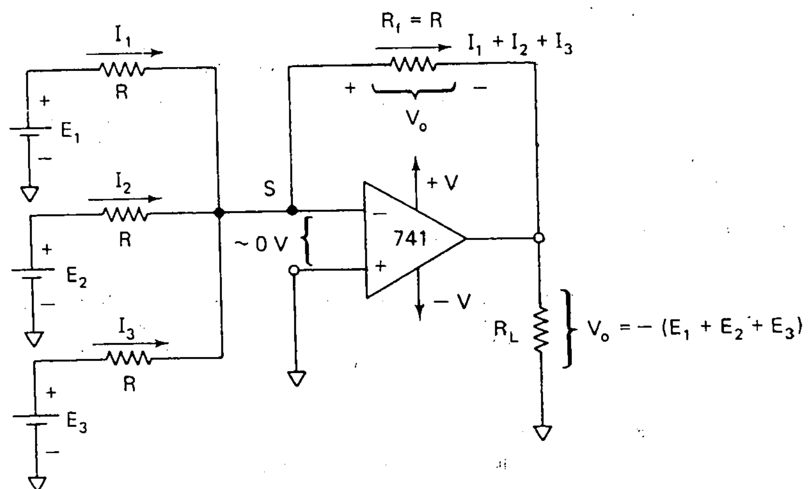


FIGURA 3-4 Sumador inversor, $R = 10\ k\Omega$

$$V_o = -\left(\frac{E_1}{R} + \frac{E_2}{R} + \frac{E_3}{R}\right)R = -(E_1 + E_2 + E_3)$$

Ejemplo 3-8
En la figura 3-4 $E_1 = 2$ V, $E_2 = 3$ V, $E_3 = 1$ V, y todas las resistencias son de 10 kΩ. Calcule V_o.

Solución De acuerdo con la ecuación (3-4), $V_o = -(2\text{ V} + 3\text{ V} + 1\text{ V}) = -6$ V.

Ejemplo 3-9
Si la polaridad de E_3 se invierte en la figura 3-4, pero los valores son los mismos que en el ejemplo 3-8, encuentre V_o.

Solución De acuerdo con la ecuación (3-4), $V_o = -(2\text{ V} + 3\text{ V} - 1\text{ V}) = -4$ V.

Si sólo se necesitan dos señales de entrada E_1 y E_2, se reemplaza E_3 con un cortocircuito a tierra. Si deben sumarse cuatro señales, se agrega otra resistencia R igual entre la cuarta señal y el punto de suma S. La ecuación (3-4) puede cambiarse para incluir cualquier número de voltajes de entrada.

3-2.2 Mezclador de audio

En el sumador de la figura 3-4, todas las corrientes de entrada fluyen a través de la resistencia de realimentación R_f. Esto significa que I_1 no afecta a I_2 ni I_3. En forma más general, las corrientes de entrada no afectan una a la otra porque cada una ve el potencial de tierra en el nodo de suma. Por tanto, las corrientes de entrada, y en consecuencia los voltajes de entrada E_1, E_2 y E_3, *no* interactúan.

Esta característica, en especial, es deseable en un mezclador de audio. Por ejemplo, al reemplazar E_1, E_2 y E_3 por micrófonos, los voltajes de ca de cada micrófono pueden sumarse o mezclarse en cada instante. Entonces, si un micrófono está induciendo música de guitarra, no está eliminado por un segundo micrófono enfrente del cantante. Si se instala un control de volumen de 100 kΩ entre cada micrófono y la resistencia de entrada asociada, pueden ajustarse y sumarse sus volúmenes relativos. Un cantante de voz débil puede entonces oírse dominando una guitarra de sonido intenso.

3-2.3 Nivel de cd para desviar una señal de ca

En algunas aplicaciones es preciso agregar una corriente o voltaje de cd a una señal de ca. Supóngase que debe transmitirse una señal de audio a través de un

diodo emisor de luz infrarroja (IRED) o de un diodo emisor de luz. Ante todo es necesario polarizar el diodo con una corriente cd. Después puede superponerse la señal de audio como una ca que modula a la corriente cd. el resultado será una luz o haz infrarrojo cuya intensidad cambia directamente con la señal de audio. Este principio lo explicamos con un ejemplo.

Ejemplo 3-10

Diseñe un circuito que permita agregar un voltaje de cd a una onda triangular.

Solución Seleccione un circuito sumador de dos canales, como en la figura 3-5(a). Una desviación variable de voltaje de cd, E_{cd}, se conecta a un canal. La señal de ca, E_{ca}, se conecta al otro.

Análisis del circuito. Si E_{cd} es 0 V aparece invertido en V_o (la ganancia es –1) [véase la figura 3-5(b) y (c)]. Si E_{cd} es – 5 V, aparece en la salida como un voltaje de cd de +5 V sobre el cual se suma E_{ca} invertido. Si E_{cd} es + 7 V, entonces E_{ca} aparece 7 V *hacia abajo*. La mayor parte de los generadores de función contienen este tipo de circuito.

3-3 AMPLIFICADOR MULTICANAL

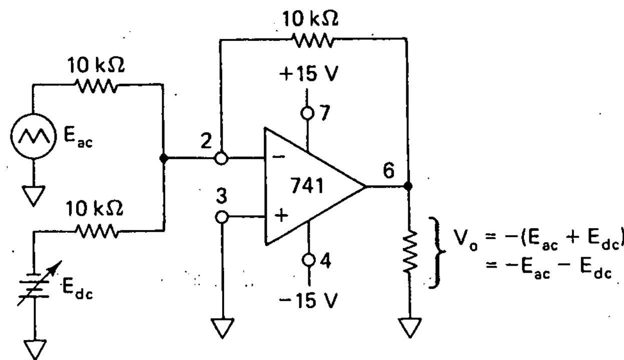
3-3.1 Necesidad de un amplificador multicanal

Suponga que tiene una fuente de voltaje de señal de nivel bajo, medio y alto y necesita combinarlas y hacer que sus amplitudes relativas sean bastante uniformes. Puede usar el circuito sumador para combinar las señales. La flexibilidad del circuito sumador le permitirá además ecualizar las amplitudes de las señales en su salida. Diseñe simplemente la ganancia requerida en cada canal de entrada, seleccionando para ello R_f y las resistencias de entrada R_1, R_2 y R_3 como se advierte en la figura 3-6.

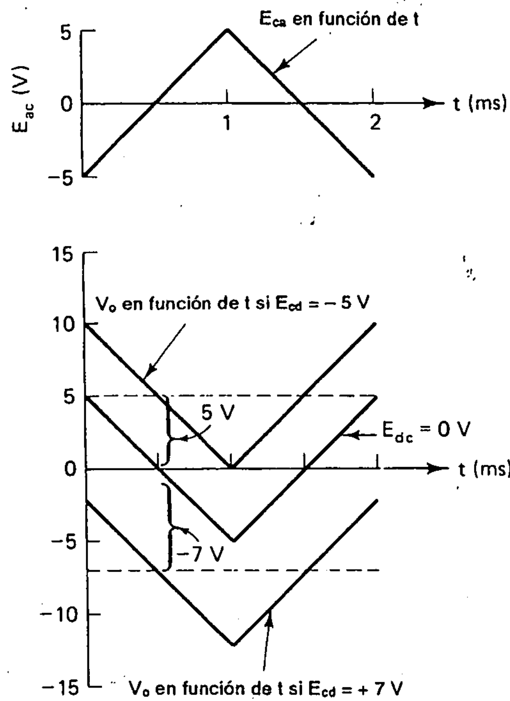
3-3.2 Análisis del circuito

Como se aprecia en la figura 3-6, cada señal de entrada del canal ve a su correspondiente resistencia de entrada conectada a tierra virtual en la entrada (–) del amplificador operacional. Por tanto, la resistencia de entrada de cada canal es igual al valor correspondiente escogido para R_1, R_2 o R_3.

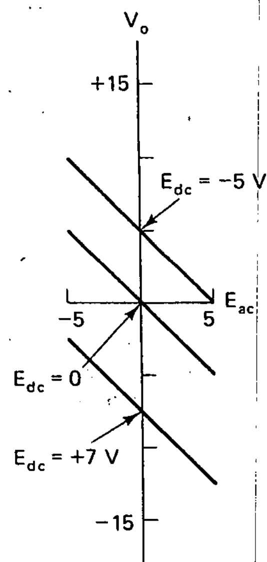
Las corrientes de entrada I_1, I_2 y I_3 se suman en la resistencia de retroalimentación R_f que luego se convierten en un voltaje V_{rf}.



(a) Circuito para sumar una desviación de voltaje cd, E_{cd} a un voltaje de señal ca E_{ca}



(b) Formas de onda de V_o para E_{cd} = 0, o bien, + 7 V



(c) Característica entrada-salida

FIGURA 3-5 E_{ac} se transmite con una ganancia de − 1. Si E_{dc} es *positivo*, el valor promedio (cd) de V_o cambia a *negativo* con el mismo valor.

$$V_{Rf} = (I_1 + I_2 + I_3)R_f \tag{3-6a}$$

donde

$$I_1 = \frac{E_1}{R_1}, \qquad I_2 = \frac{E_2}{R_2}, \qquad I_3 = \frac{E_3}{R_3} \tag{3-6b}$$

Como se indicó en la sección 3-2.1, el voltaje de salida V_o es igual a $-V_{Rf}$. Por consiguiente

$$V_o = -\left(E_1\frac{R_f}{R_1} + E_2\frac{R_f}{R_2} + E_3\frac{R_f}{R_3}\right) \tag{3-7a}$$

La ecuación (3-7a) muestra que la ganancia de cada canal puede cambiarse independientemente de los otros con sólo cambiar su resistencia de entrada.

$$A_{CL1} = -\frac{R_f}{R_1}, \qquad A_{CL2} = -\frac{R_f}{R_2}, \qquad A_{CL3} = -\frac{R_f}{R_3} \tag{3-7b}$$

o bien

$$V_o = E_1A_{CL1} + E_2A_{CL2} + E_3A_{CL3}$$

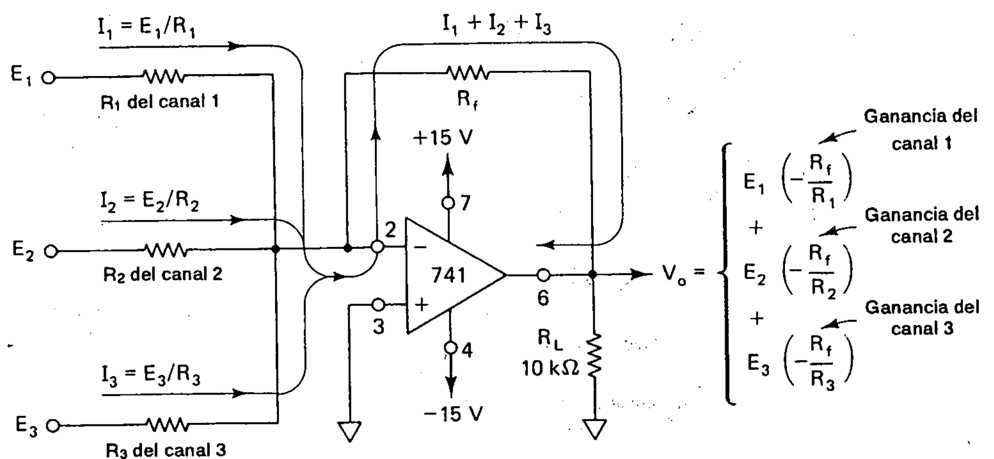


FIGURA 3-6 Amplificador multicanal. La ganancia de voltaje inversor de cada canal depende de los valores de su resistencia de entrada y R_F.

3-3.3 Procedimiento de diseño

A continuación se da un ejemplo del procedimiento de diseño para un amplificador multicanal.

Ejemplo de diseño 3-11

Diseñe un amplificador inversor multicanal. Las ganancias de cada canal serán:

Núm. de canal	Voltaje ganado
1	−10
2	−5
3	−2

Procedimiento de diseño

1. Seleccione una resistencia de 10 kΩ para la resistencia de entrada del canal de mayor ganancia. Escoja $R_1 = 10\ \text{k}\Omega$ puesto que A_{CL1} es la mayor.
2. Calcule la resistencia de retroalimentación R_f con base en la ecuación (3-7b):

$$A_{CL1} = -\frac{R_f}{R_1}, \qquad -10 = -\frac{R_f}{10\ \text{k}\Omega}, \qquad R_f = 100\ \text{k}\Omega$$

3. Calcule las resistencias de entrada restantes a partir de la ecuación (3-7b) para obtener $R_2 = 20\ \text{k}\Omega$ y $R_3 = 50\ \text{k}\Omega$.

3-4 AMPLIFICADOR INVERSOR DE PROMEDIO

Suponga que hubiera que medir la temperatura promedio en tres lugares de una habitación. Primero se construyen tres convertidores de temperatura a voltaje (que se muestran en la sección 5-14). Luego, sus salidas se conectan a un amplificador *promediador*. Este produce un voltaje de salida equivalente al promedio de todos los voltajes de entrada. Si hay tres voltajes de entrada, el promediador los sumará y dividirá el resultado entre 3. El promediador presenta el mismo arreglo de circuito que el sumador inversor de la figura 3-4 o del sumador inversor en la figura 3-6. La diferencia estriba en que las resistencias de entrada se diseñan de modo que sean iguales a algún valor adecuado de R y la resistencia de retroalimentación se hace igual a R dividida entre el número de entradas. Sea n igual al número de entradas. Entonces, en el caso de un promediador de tres entradas,

$n = 3$ y $R_f = R/3$. Se puede comprobar al sustituir en la ecuación (3-7a) que para $R_f = R/3$ y $R_1 = R_2 = R_3 = R$ V_o es:

$$V_o = -\left(\frac{E_1 + E_2 + E_3}{n}\right) \tag{3-8}$$

Ejemplo 3-12
En la figura 3-4, $R_1 = R_2 = R_3 = R = 100\ \text{k}\Omega$ y $R_f = 100\ \text{k}\Omega/3 = 33\ \text{k}\Omega$. Si $E_1 = +5$ V, $E_2 = +5$ V, y $E_3 = -1$ V, encuentre V_o.

Solución Ya que $R_f = R/3$, el amplificador es un promediador y, por medio de la ecuación (3-8) con $n = 3$, se obtiene

$$V_o = -\left[\frac{5\text{ V} + 5\text{ V} + (-1\text{ V})}{3}\right] = -\frac{9\text{ V}}{3} = -3\text{ V}$$

Hasta ahora nos hemos ocupado de amplificadores cuyas señales de entrada se aplican a través de R_i a la entrada inversora del amplificador operacional. A continuación nos centraremos en los amplificadores donde E_i se aplica directamente a la entrada no inversora.

3-5 SEGUIDOR DE VOLTAJE

3-5.1 Introducción

El circuito de la figura 3-7 se denomina *seguidor de voltaje;* pero, también se conoce como *seguidor de fuente, amplificador de ganancia unitaria* o *amplificador de aislamiento*. El voltaje de entrada, E_i, se aplica directamente a la entrada (+). Ya que el voltaje entre las terminales (+) y (–) del amplificador operacional puede considerarse 0,

$$V_o = E_i \tag{3-9a}$$

Obsérvese que el voltaje de salida iguala al voltaje de entrada tanto en magnitud como en signo. Por tanto, como el nombre del circuito indica, el voltaje de salida *sigue* al voltaje de entrada o fuente. La ganancia del voltaje es 1 (o la unidad), como se muestra por:

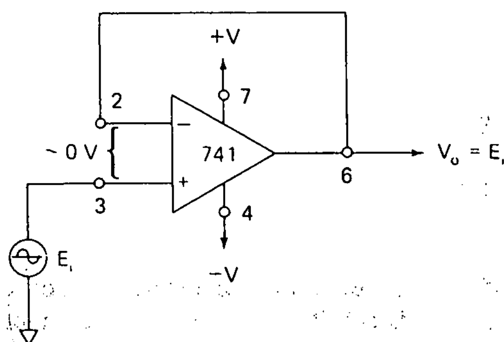
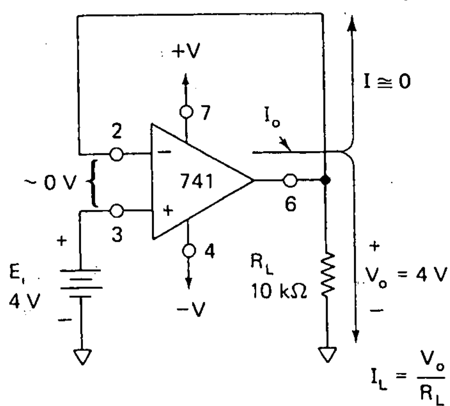


FIGURA 3-7 Seguidor de voltaje.

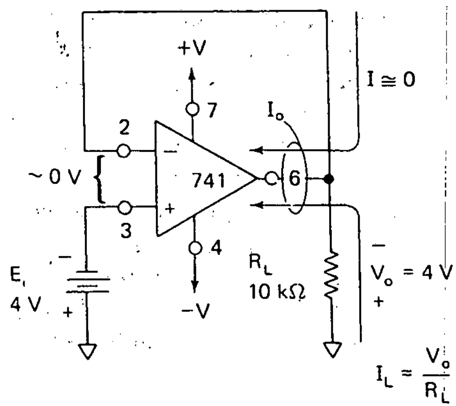
$$A_{CL} = \frac{V_o}{E_i} = 1 \tag{3-9b}$$

Ejemplo 3-13

Para la figura 3-8(a), determine (a) V_o; (b) I_L; (c) I_o.



(a) Seguidor de voltaje para un voltaje positivo de entrada



(b) Seguidor de voltaje para un voltaje negativo de entrada

FIGURA 3-8 Circuitos para el ejemplo 3-13.

Solución (a) De la ecuación (3-9a),

$$V_o = E_i = 4 \text{ V}$$

(b) De la ley de Ohm

$$I_L = \frac{V_o}{R_L} = \frac{4\text{ V}}{10\text{ k}\Omega} = 0.4\text{ mA}$$

(c) Por medio de la ecuación (3-3),

$$I_o = I + I_L$$

Este circuito todavía es un amplificador de retroalimentación negativa porque hay una conexión entre la salida y la entrada (–). Recuérdese que la realimentación negativa obliga a E_d a tener 0 V. Además $I \approx 0$, ya que las terminales de entrada del amplificador operacional utilizan corrientes despreciables; por tanto,

$$I_o = 0 + 0.4\text{ mA} = 0.4\text{ mA}$$

Si se invirtiera E_i, la polaridad de V_o y la dirección de las corrientes se invertirían, como se muestra en la figura 3-8(b).

3-5.2 Empleo del seguidor de voltaje

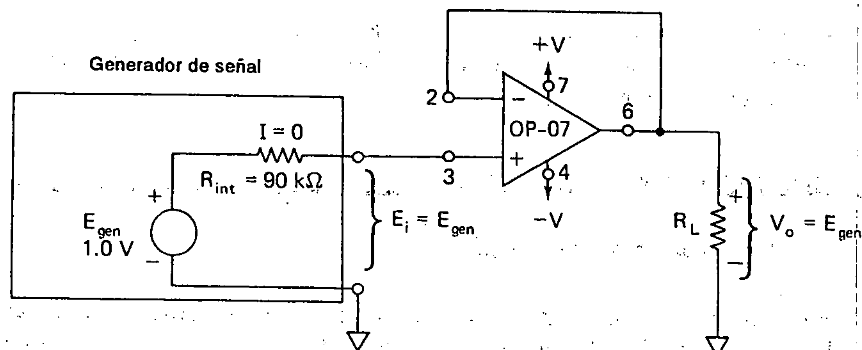
Con frecuencia surge una pregunta: ¿Por qué preocuparse en usar un amplificador con una ganancia de 1? La respuesta puede comprenderse mejor si se compara un seguidor de voltaje con un amplificador inversor. En este ejemplo, el interés principal no se centra en la polaridad de la ganancia de voltaje, sino en el efecto de carga en la entrada.

El seguidor de voltaje se utiliza porque su resistencia de entrada es alta (varios megahoms). Por tanto, extrae una corriente despreciable de la fuente de señal. Por ejemplo en la figura 3-9(a) la fuente de señal tiene, en circuito abierto, un voltaje, E_{gen}, de 1.0 V. La resistencia interna del generador es 90 kΩ. Dado que, por la terminal de entrada del amplificador operacional fluye una corriente despreciable, la caída de voltaje a través de R_{int} es 0 V. El voltaje E_i de la fuente de señal es el voltaje de entrada al amplificador y es igual a E_{gen}. Así,

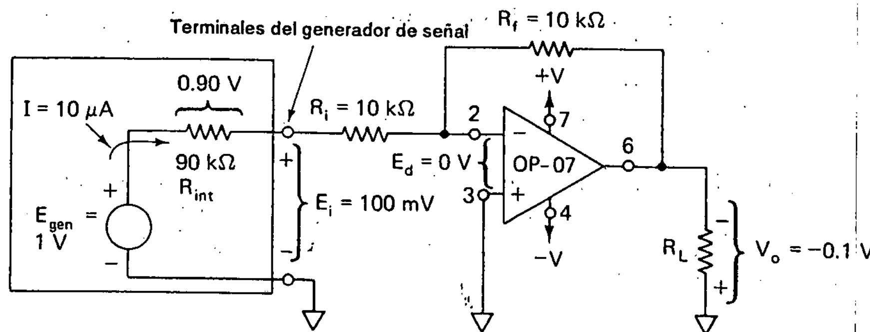
$$V_o = E_i = E_{gen}$$

Ahora, considérese la misma fuente de señal conectada a un amplificador inversor cuya ganancia es – 1 [véase la figura 3-9(b)]. Como se indicó en la sección 3-1.3, la resistencia de entrada a un amplificador inversor es R_i. Esto provoca que el voltaje del generador E_{gen} se divida entre R_{int} y R_i. Por el uso de la ley de división de voltaje, se encuentra el voltaje terminal del generador E_i

$$E_i = \frac{R_i}{R_{int} + R_i} \times E_{gen} = \frac{10\text{ k}\Omega}{10\text{ k}\Omega + 90\text{ k}\Omega} \times (1.0\text{ V}) = 0.1\text{ V}$$



(a) En esencia, no se toma corriente de E_{gen}. La terminal de salida del amplificador operacional puede alimentar hasta 5 mA con un voltaje que se mantiene constante a E_{gen}



(b) E_{gen} divide entre su propia resistencia interna y la resistencia de entrada del amplificador

FIGURA 3-9 Comparación del efecto carga entre amplificadores inversores y no inversores en una fuente de alta resistencia.

Por tanto, este 0.1 V se vuelve el voltaje de entrada al amplificador inversor. Si el amplificador inversor tiene una ganancia de sólo – 1, el voltaje de salida V_o es – 0.1 V.

En conclusión, si una fuente de alta impedancia se conecta a un amplificador inversor, la ganancia de voltaje V_o respecto a E_{gen} no está dada por R_f y R_i como se indica en la ecuación (3-2b). La ganancia real debe incluir R_{int} como

$$\frac{V_o}{E_{gen}} = -\frac{R_f}{R_i + R_{int}} = -\frac{10\text{ k}\Omega}{100\text{ k}\Omega} = -0.1$$

Si se debe amplificar e invertir una fuente de señal de un circuito de alta impedancia y no se desea tomar corriente de la señal, primero *aísle* la fuente con un

seguidor de voltaje. Luego aliméntese la salida del seguidor a un inversor. Ahora se analizará un circuito que amplifica y aísla, pero *no* invierte una fuente de señal, el amplificador no inversor.

3-6 AMPLIFICADOR NO INVERSOR

3-6.1 Análisis del circuito

En la figura 3-10 se ilustra un amplificador no inversor; esto es, el voltaje de salida, V_o, tiene la misma polaridad que el voltaje de entrada, E_i. La resistencia de entrada del amplificador inversor (sección. 3-1) es R_1, pero la resistencia de entrada del amplificador no inversor es extremadamente grande, en forma típica excede 100 MΩ. Para fines prácticos se tiene voltaje 0 entre las terminales (+) y (–) del amplificador operacional, antonces ambas están al mismo potencial E_i. Por tanto, E_i aparece a través de R_1, lo cual causa que la corriente I fluya como lo muestra la ecuación:

$$I = \frac{E_i}{R_1} \quad \textbf{(3-10a)}$$

La dirección de I depende de la polaridad de E_i. Compárense las figuras 3-10(a) y (b). La corriente de entrada a la terminal (–) del amplificador operacional es despreciable. Por tanto, I fluye a través de R y la caída de voltaje a través de R_f se representa por V_{Rf} y se expresa como

$$V_{Rf} = I(R_f) = \frac{R_f}{R_1}E_i \quad \textbf{(3-10b)}$$

Las ecuaciones (3-10a) y (3-10b) son semejantes a las ecuaciones (3-1a) y (3-b).

El voltaje de salida V_o se encuentra por la suma de la caída de voltaje a través de R_i, la cual es E_i, al voltaje a través de R_f, el cual es V_{Rf}:

$$V_o = E_i + \frac{R_f}{R_1}E_i$$

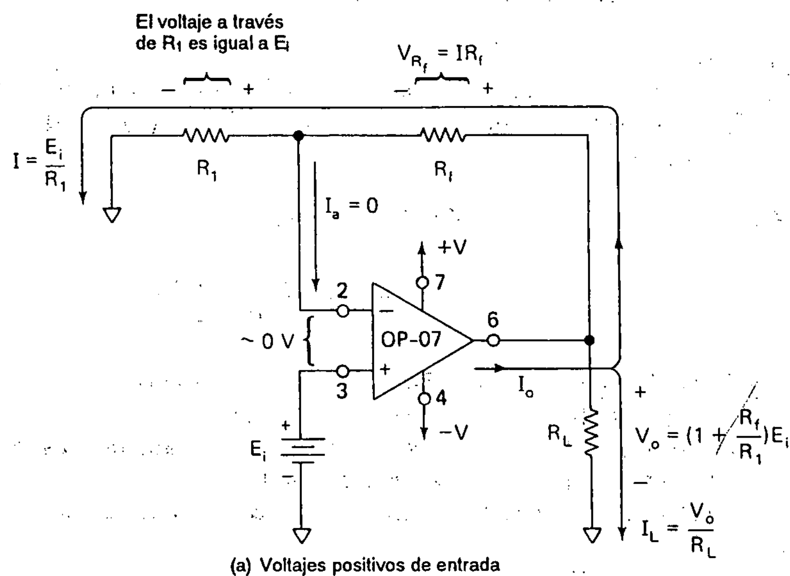
o bien

$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)E_i \quad \textbf{(3-11a)}$$

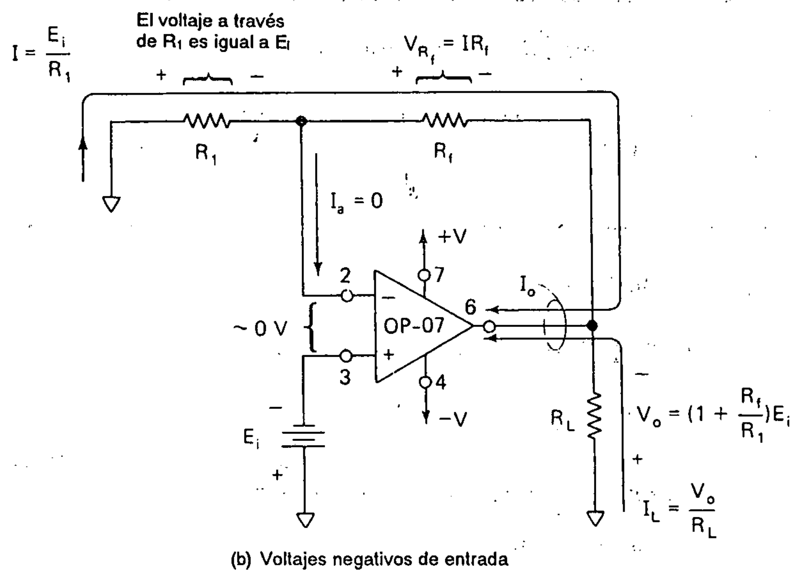
Al ordenar la ecuación (3-11a) para expresar la ganancia de voltaje, se obtiene

$$A_{CL} = \frac{V_o}{E_i} = 1 + \frac{R_f}{R_1} = \frac{R_f + R_i}{R_i} \quad \textbf{(3-11b)}$$

La ecuación (3-11b) muestra que la ganancia de voltaje de un amplificador no inversor siempre es mayor que 1.



(a) Voltajes positivos de entrada



(b) Voltajes negativos de entrada

FIGURA 3-10 Polaridades de voltaje y dirección de corrientes para amplificadores no inversores.

La corriente de carga I_L está dada por V_o/R_L y, por tanto, depende sólo de V_o y R_L. La corriente que fluye de la terminal de salida del amplificador operacional está dada por la ecuación (3-3).

Ejemplo 3-14

(a) Calcule la ganancia de voltaje del amplificador no inversor de la figura 3-11. Si E_i es una onda triangular de 100 Hz con 2 V pico, (b) grafique V_o en función de t; y (c) V_o en función de E_i.

Solución (a) a partir de la ecuación (3-11b), tenemos

$$A_{CL} = \frac{R_f + R_i}{R_i} = \frac{(40 + 10)\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega} = 5$$

(b) Véase la figura 3-11(b). Estas son las formas de onda que se verían en un osciloscopio (CRO) de doble trazo acoplado en cd.
(c) Véase la figura 3-11(c). Ajuste un osciloscopio para una observación *x-y* con una escala vertical de 5 V/div y horizontal de 1 V/div. Nótese que la pendiente se eleva hacia la derecha, y es positiva. Las escalas le dan ganancia en la magnitud de +5.

3-6.2 Procedimiento de diseño

A continuación, se muestra un ejemplo de procedimiento para diseñar un amplificador no inversor.

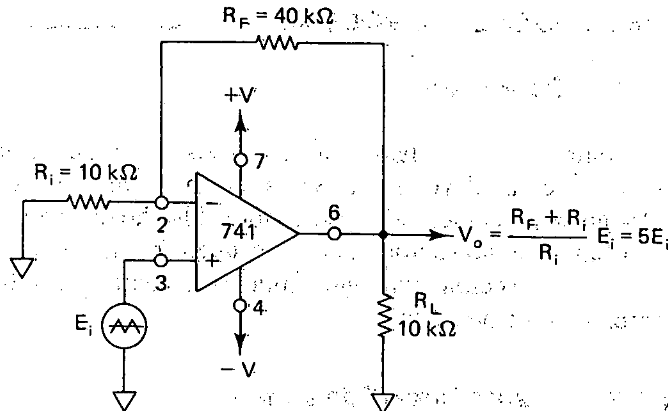
Ejemplo de diseño 3-15

Diseñe un amplificador con una ganancia de +10.

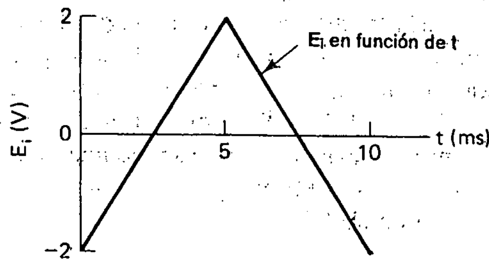
Procedimiento de diseño

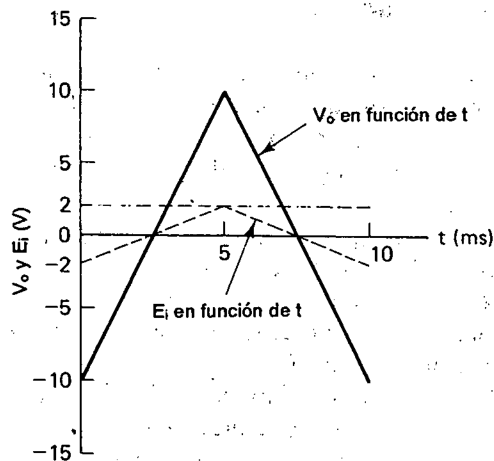
1. Puesto que la ganancia es positiva, seleccione un amplificador no inversor. Es decir, aplicamos E_i a la entrada (+) del amplificador operacional.
2. Escoja R_i = 10 kΩ.
3. Calcule R_f basado en la ecuación (3-11b).

$$A_{CL} = 1 + \frac{R_f}{R_i}, \qquad 10 = 1 + \frac{R_f}{10\ \text{k}\Omega}, \qquad R_f = 9(10\ \text{k}\Omega) = 90\ \text{k}\Omega$$

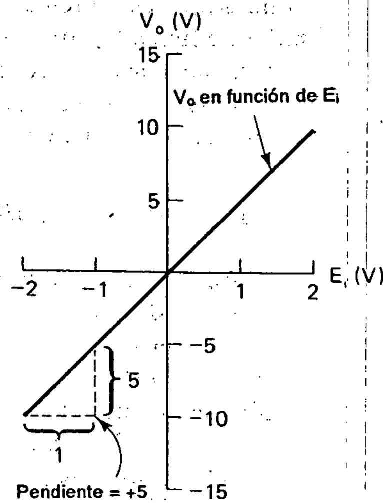


(a) Circuito de amplificador no inversor con una ganancia de +5





(b) Forma de onda en osciloscopio de V_o y E_i en función de t



(c) Característica entrada-salida de un amplificador no inversor

FIGURA 3-11 Análisis del circuito del amplificador no inversor del ejemplo 3-14.

3-7 FUENTE "IDEAL" DE VOLTAJE

3-7.1 Definición

La fuente ideal de voltaje aparece en los libros que tratan los aspectos básicos. Por definición, el voltaje no varía sin importar la cantidad de corriente que se extraiga de la fuente. Tal vez se ignore el hecho de que se crea una fuente perfecta de voltaje cuando se mide la respuesta en frecuencia de un amplificador o de un filtro. En la sección siguiente explicamos cómo se produce este funcionamiento aparentemente perfecto.

3-7.2 Fuente "ideal" de voltaje

El procedimiento de laboratorio o de campo normalmente se realiza así: se establece la amplitud de la señal de entrada en 0.2 V rms y la frecuencia en su límite más bajo. Se mide el V_o, manteniéndose E_{ent} en 0.2 V rms en cada medición. Se grafica V_o o V_o/E_{ent} en función de la frecuencia. Cuando llega a las frecuencias más altas, E_{ent} comienza a decrecer (a causa de la carga de la capacitancia de entrada). Debe incrementarse automáticamente el control de volumen del generador de funciones para mantener E_{ent} en 0.1 V. Por definición, acaba de crearse una fuente "ideal" de voltaje. E_{ent} nunca varía durante la secuencia de prueba, por grande que sea la corriente que se le haya extraído. Este es un ejemplo de una fuente ideal de voltaje no reconocida como tal.

3-7.3 Fuente de voltaje ideal práctica

Un esquema de circuito muestra el símbolo de batería con una etiqueta de – 7.5 V. La tarea del estudiante consiste en construir una. Se dispone de un voltaje de alimentación adecuado de +15 V y un divisor simple de voltaje que genera 7.5 V como se muestra en la figura 3-12(a). Esta fuente de 7.5 V es satisfactoria, a condición que nunca se use, conectando una carga.

Como se observa en la figura 3-12(b), R_i del inversor aparece en paralelo con R_2 para formar una resistencia equivalente de 10 kΩ || 10 kΩ = 5 kΩ. La fuente de 15-V se divide entre R_i = 10 kΩ y 5 kΩ entonces V_{ref} cae a 5 V.

Para preservar el valor de cualquier voltaje de referencia, basta *aislarlo* con un seguidor de voltaje. El voltaje de referencia de 7.5 V está conectado a un seguidor de voltaje en la figura 3-11(c). La salida del seguidor es igual a V_{ref}. A la salida del seguidor puede extraérsele más de 5 mA, sin que se produzca cambio en V_{ref}.

El aislador constituye un excelente espía clandestino. Le permite monitorear lo que está sucediendo en cualquier punto del circuito. Un seguidor tiene alta impedancia de entrada, de manera que no extrae corriente del circuito. Por tanto, es prácticamente imposible descubrirlo.

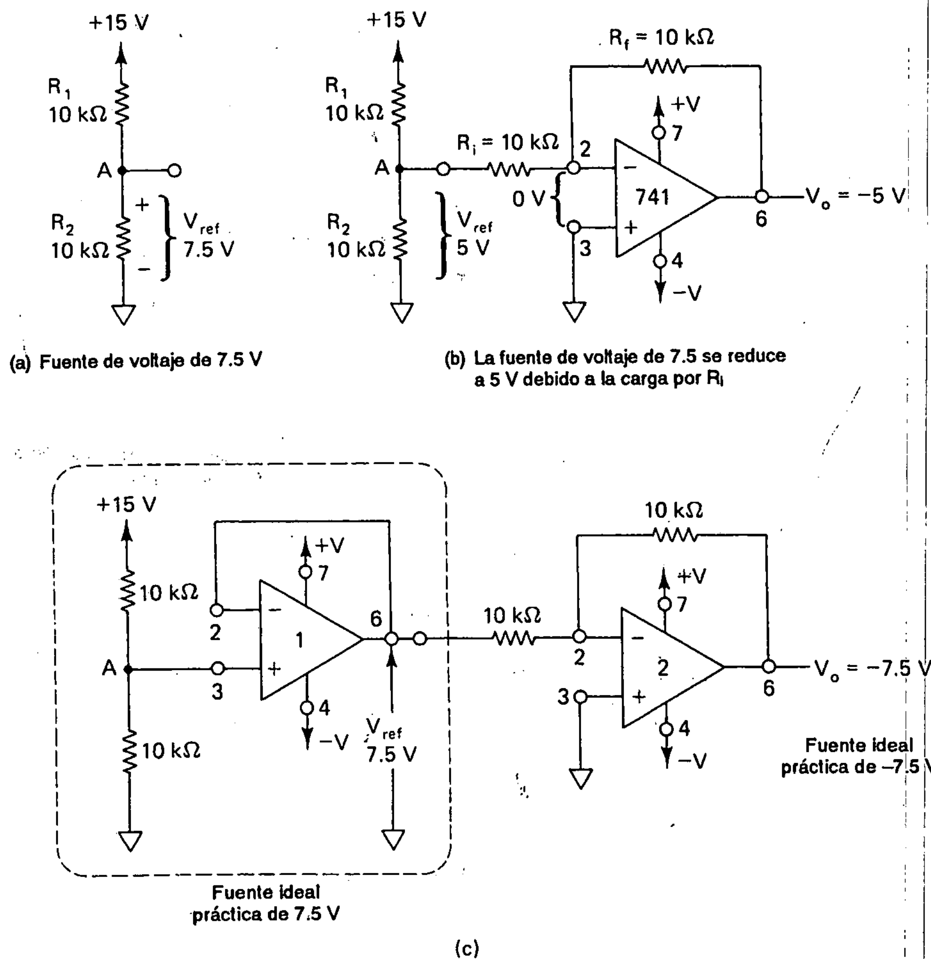
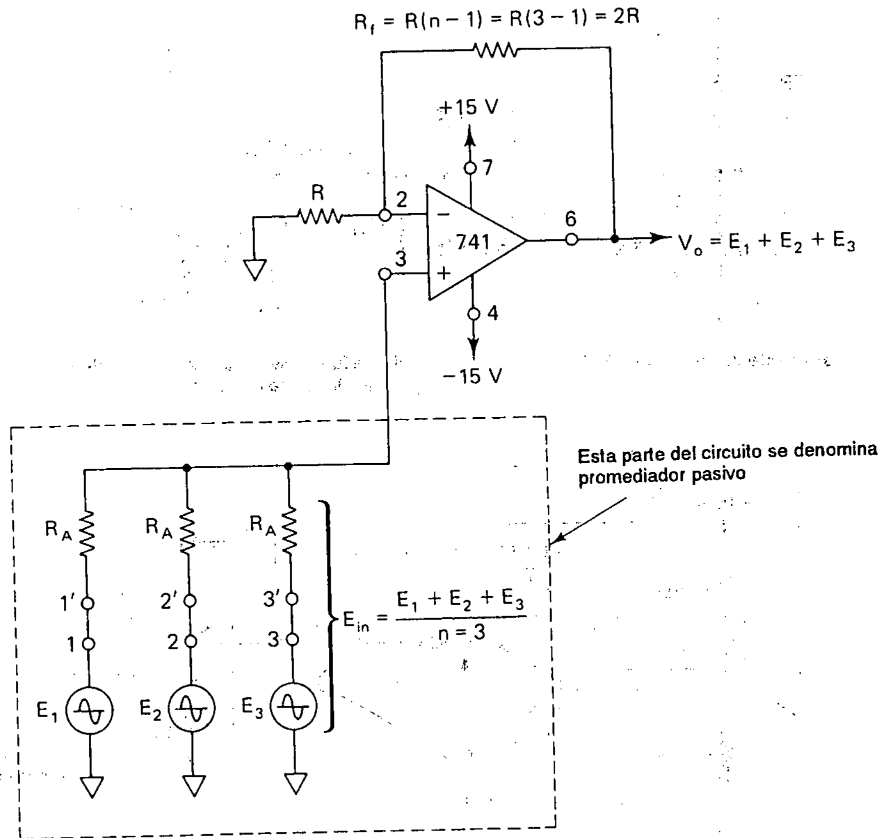


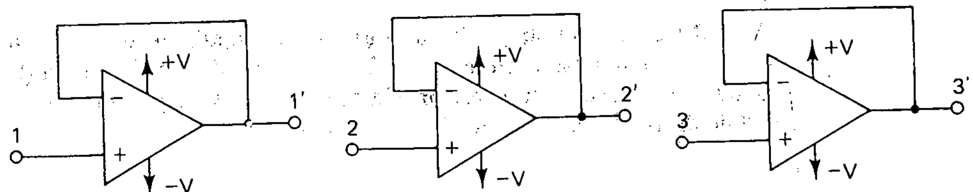
FIGURA 3-12 Un voltaje divisor y un voltaje de alimentación (+) da un voltaje de prueba o referencia de 7.5 V en (a). V_{ref} cae a 5 V en (b) cuando se conecta a un inversor. Un seguidor de voltaje convierte el voltaje divisor en una fuente ideal de voltaje en (c).

3-8 SUMADOR NO INVERSOR

Se construye un sumador no inversor de tres entradas con un promediador pasivo y un amplificador no inversor, como se indica en la figura 3-13(a). El circuito del promediador pasivo consta de tres resistencias iguales R_A y los tres voltajes que deben sumarse. La salida del promediador pasivo es E_{ent}, donde E_{ent} es el promedio de E_1, E_9 y E_3 o $E_{ent} = (E_1 + E_2 + E_3)/3$. Se conecta un seguidor de



(a) Sumador no inversor



(b) Si E_1, E_2 y E_3 no son fuentes ideales de voltaje, simplemente aíslese cada una con un seguidor de voltaje

FIGURA 3-13 Todas las resistencias de una entrada n de sumador no inversor son iguales, excepto la resistencia de retroalimentación; elíjase $R = 10\ k\Omega$ y $R_A = 10\ k\Omega$. Entonces R_f es igual a R veces el número de entradas menos uno: $R_f = R(n-1)$.

voltaje a E_{ent} si se necesita un promediador no inversor en contraste con la sección 3-4).

Se obtiene V_o al amplificar E_{ent} con una ganancia igual al número de entradas n. En la figura 3-13, n =3. Para diseñar el amplificador escoja un valor adecuado de la resistencia R. Después calcule R_f a partir de:

$$R_f = R(n - 1) \tag{3-12}$$

Como se muestra en la figura 3-13(a), el valor de R_f debería ser R_f = 10 kΩ (3-1) = 20 kΩ. Si E_1, E_2 y E_3 no son fuentes ideales de voltaje, como una batería o la salida de un amplificador operacional, agregue los seguidores como los de la figura 3-13(b).

3-9 OPERACION CON ALIMENTACION UNICA

Los voltajes de ca no pueden amplificarse con ninguno de los circuitos presentados hasta ahora. Si el amplificador operacional es operado por un voltaje de alimentación única (por ejemplo, +15 V y tierra). Ello se debe a que los medios ciclos negativos o positivos de las señales positivas tratarán de llevar al voltaje de salida de los amplificadores inversores y no inversores, respectivamente, abajo de tierra. Sin embargo, el amplificador no inversor básico puede emplearse con una fuente de una sola polaridad para amplificar las señales de ca si efectuamos las modificaciones que aparecen en la figura 3-14. (Este amplificador *no amplificará* la señal de cd.)

Para construir un amplificador de ca con alimentación única, basta mantener las terminales de entrada y salida del amplificador operacional en un voltaje adecuado que suele ser la mitad del voltaje de alimentación única. Por ejemplo, en la figura 3-14 las resistencias iguales de 220 kΩ R_B, dividen a la mitad el voltaje de alimentación de 30 V, para establecer el punto B en +15 V respecto a tierra. El punto C debe ir a +15 V porque el voltaje diferencial de entrada del amplificador operacional es igual a 0 V. No fluye corriente directa a través de R_i y en consecuencia tampoco a través de R_f debido al capacitor C_1. Así pues, el punto D se encuentra a +15 V.

Sólo la componente de ca de la fuente de señal E_i se acopla a través de C_{ent} a la entrada (+) del amplificador operacional. E_i ve una resistencia de entrada igual a la combinación en paralelo de las resistencias de 220 kΩ, o sea 110 kΩ. R_i y R_f forman un amplificador no inversor para las señales de ca, con una ganancia de $(R_f + R_i)/R_i = 25$. El C_o bloquea el voltaje de polarización de 15 V en el punto D y transmite únicamente las señales amplificadas de ca a la carga R_L.

Para construir un amplificador inversor de ca con una ganancia de 24:

1. Sustituya E_i con un cortocircuito.
2. Conecte E_i en serie con C_i y tierra.

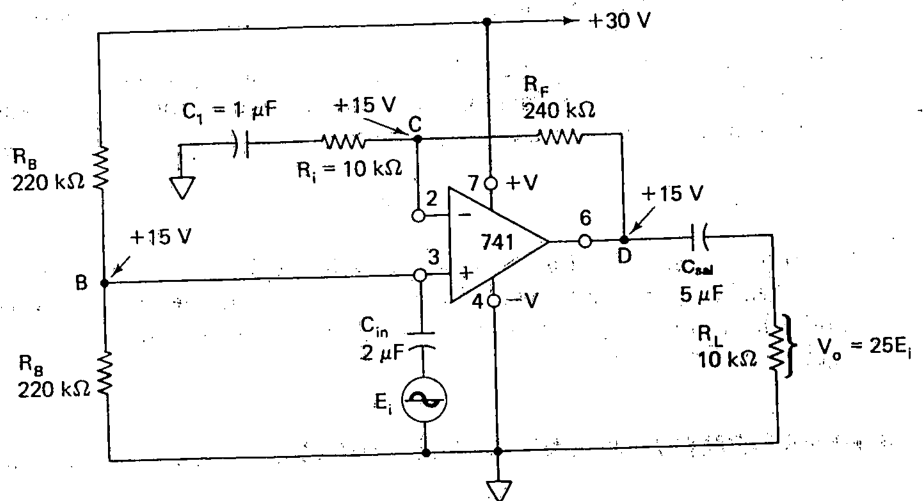


FIGURA 3-14 Construcción de un amplificador ac no inversor con un amplificador operacional y una alimentación de polaridad única.

3-10 AMPLIFICADORES DIFERENCIALES

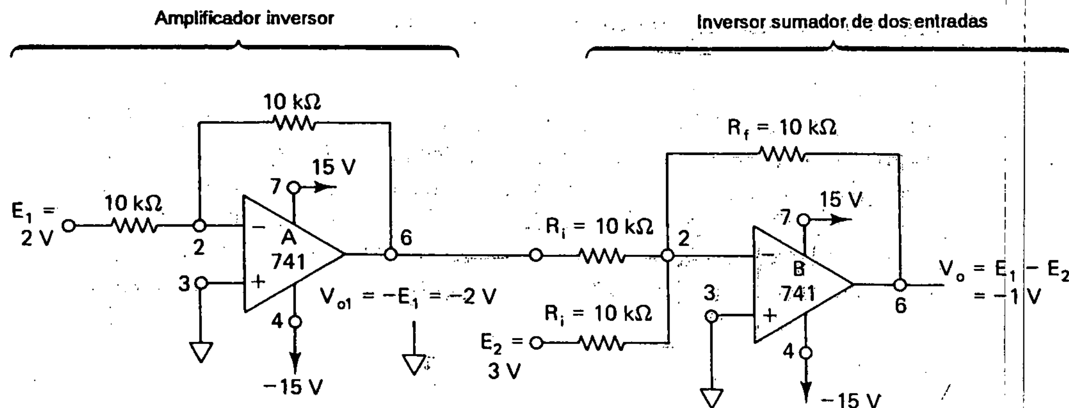
El amplificador direrencial y el aún más poderoso amplificador de instrumentación, se estudiarán en el capítulo 8. Pero para completar este capítulo dedicado a los amplificadores inversores y no inversores, ofrecemos dos ejemplos del amplificador *diferencial* en esta sección y terminamos con un *servoamplificador* en la siguiente.

3-10.1 Restador

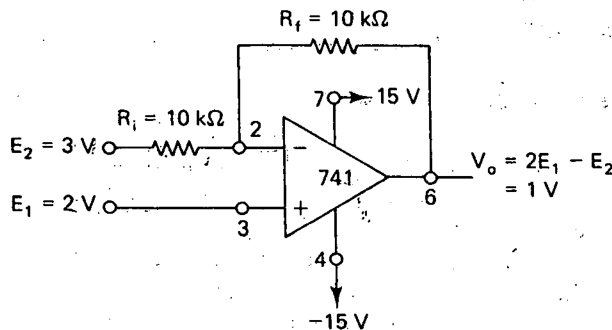
El circuito que toma la diferencia entre dos señales recibe el nombre de restador [véase la figura 3-15(a)]. Para construirlo se conecta un amplificador inversor a un promediador inversor de dos entradas. Al analizar este circuito, nótese que E_1 se transmite a través del amplificador A con una ganancia de -1 y aparece como $V_{o1} = -E_1$. Luego el canal superior del amplificador operacional B invierte V_{o1} (multiplicado por -1). Por tanto, E_1 es invertido una vez por el amplificador A y después otra vez por el amplificador B para que aparezca en V_o como E_1.

E_2 es invertido por el canal de la parte inferior del amplificador operacional B y lleva V_o a $-E_2$. por tanto, V_o responde a la diferencia entre E_1 y E_2, o bien

$$V_o = E_1 - E_2 \tag{3-13a}$$



(a) Un amplificador inversor y un sumador inversor de dos entradas componen un sustractor. $V_o = E_1 - E_2$



(b) Ambas entradas del amplificador se emplean para construir un amplificador que calcula la diferencia entre $2E_1$ y E_2

FIGURA 3-15 Dos ejemplos de diversos amplificadores son el sustractor en (a) y el uso del amplificador como amplificador inversor y amplificador no inversor en (b).

Como se indica en la figura 3-15, cuando, $E_1 = 2$ V y $E_2 = 3$ V, $V_o = 2 - 3 = 1$ V. Si hacemos que el valor de R_f sea mayor que el de R_i, el restador tendrá ganancia

$$V_o = \frac{R_f}{R_i}(E_1 - E_2) \tag{3-13b}$$

3-10.2 Amplificador inversor y no inversor

En la figura 3-15(b), la señal E_1 está aplicada a la entrada no inversora del amplificador y la señal E_2 está aplicada a la entrada inversora. Nos serviremos de la superposición para analizar este circuito. Primero supongamos que se quita E_2 y se reemplaza por una tierra. E_1 ve un amplificador no inversor con una ganancia de $(R_f + R_i)/R_i$ o 2. Así pues, lleva sólo V_o a $2E_1$. A continuación se reconecta E_2 y E_1 se reemplaza por tierra. E_i ve un amplificador inversor con una ganancia de -1. E_1 lleva a V_o a $-E_2$. Cuando *tanto* E_1 como E_2 están conectados, V_o responde a

$$V_o = 2E_1 - E_2 \tag{3-14}$$

Como se observa en la figura 3-15(b), $V_o = 1$ V cuando $E_1 = 2$ V y $E_2 = 3$ V.

Este capítulo terminará con una explicación acerca del servoamplificador.

3-11 SERVOAMPLIFICADOR

3-11.1 Introducción

En la figura 3-16 se muestra un circuito simplificado de un servoamplificador. Hagamos una analogía entre este circuito y un servomecanismo mecánico. El apuntar el cañon de un tanque constituye un excelente ejemplo gráfico. Suponga que el artillero tiene la mira apuntada hacia adelante y también que el cañón apunta en la misma dirección. Esto lo denominaremos equilibrio. El dispositivo de mira controla el cañón mediante dos servomecanismos, uno para el azimut (de un lado a otro) y otro para la elevación (de arriba a abajo).

De repente el artillero cambia la mira 90° hacia la derecha. Acaba de cambiar la entrada ($E_i = 2$ V en la figura 3-16) del sistema del servomecanismo. El cañón debe pasar ahora de su posición de equilibrio recto ($V_o = 4$ V en la figura 3-16) a una nueva posición de equilibrio 90° a la derecha. Se concluye que la salida del sistema del servo sigue a la entrada pero con un cierto retraso. Por tanto, la respuesta a estas dos preguntas sobre la operacion del circuito la buscaremos en la figura 3-16.

1. Si E_i se encuentra en equilibrio, ¿qué es V_o en equilibrio?
2. ¿Cuánto tardará V_o en pasar de un equilibrio a otro?

3-11.2 Análisis del circuito del servoamplificador

Se analiza el comportamiento del circuito de la figura 3-16 en *equilibrio* de la forma siguiente:

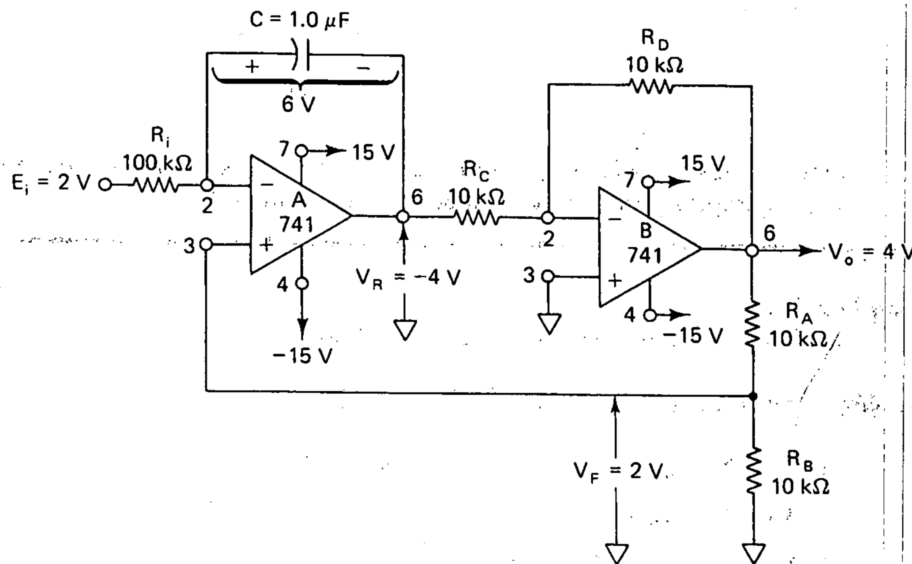


FIGURA 3-16 V_o exhibe una respuesta retrasada a un cambio de E_i en este circuito de servoamplificador.

1. Suponga que E_i = 2 V, el capacitor C está cargado, no fluye corriente por R_i y su voltaje cae a cero.
2. El voltaje de la terminal 2 es igual a E_i (puesto que la corriente de R_i es igual a 0) y la retroalimentación negativa hace iguales los voltajes en las terminales 2 y 3 del amplificador operacional A.
3. Por tanto, $V_F = E_i$
4. V_F produce una corriente por R_B de $I = V_F/R_B$. Esta corriente fluye a través de R_A. V_o se establece cuando I fluye a través de R_A y R_B.

$$V_o = I(R_A + R_B) = \frac{V_F}{R_B}(R_A + R_B)$$

Cuando $R_A = R_B = 10$ kΩ, $V_o = 2V_F$.

5. Como el amplificador operacional B tiene una ganancia de − 1, $V_o = -V_R$, o más bien, $V_R = -V_o$.
6. El voltaje del capacitor V_o se encuentra en equilibrio en $E_i = -V_R$.

Resumen

$$V_o = 2V_F = 2E_i = -V_R \tag{3-15a}$$

$$V_{cap} = E_i - V_R = 3E_i \tag{3-15b}$$

Hemos contestado a la pregunta 1 de la sección 3-11. A continuación nos servimos de dos ejemplos para dar una respuesta a la pregunta 2.

Ejemplo 3-16

Calcule los voltajes de equilibrio del servoamplificador en la figura 3-16.

Solución A partir de las ecuaciones (3-15a) y (3-15b):

1. $E_i = 2$ V, lo cual hace que V_F llegue a 2 V.
2. V_F hace que V_o llegue a $2\ V_F = 4$ V.
3. V_o hace que V_R llegue a -4 V.
4. V_{cap} se estabiliza en $3E_i = 6$ V

Ejemplo 3-17

Si de pronto se hace pasar E_i a 4 V, obtenga los nuevos voltajes de equilibrio.

Solución

1. $E_i = 4$ V obliga a V_F a llegar a 4 V, lo que obliga a $V_o = 8$ V.
2. V_R disminuye a -8 V.
3. V_{cap} debe cargarse hasta alcanzar 12 V.

3-11.3 Acción de retardo

Los ejemplos 3-16 y 3-17 muestran que V_o debe controlar desde 4 a 8 V cuando E_i pasa de 2 a 4 V. Un retraso ocurrirá (a medida que V_o se dirige a 8 V) porque el capacitor debe cargarse de 6 a 12 V. La constante de tiempo de carga del capacitor es

$$T = 3R_iC \tag{3-16a}$$

Suponga que necesitamos 5 constantes de tiempo para que el capacitor se cargue por completo. Así, el equilibrio se conseguirá en

$$\text{tiempo de equilibrio} = 5T \qquad (3\text{-}16b)$$

Ejemplo 3-18

¿Cuánto tarda V_o en alcanzar el equilibrio en el servoamplificador de la figura 3-16?

Solución Con base en las ecuaciones (3-16a) y (3-16b):

$$T = 3R_iC = 3(1 \times 10^5\ \Omega)(1 \times 10^{-6}\ \text{F}) = 0.3\ \text{s}$$

$$\text{tiempo de equilibrio} = 5T = 5 \times 0.3\ \text{s} = 1.5\ \text{s}$$

EJERCICIOS DE LABORATORIO

Todos los circuitos de este capítulo pueden emplearse o modificarse en los experimentos de laboratorio. Utilice una frecuencia de prueba de 100 Hz. Los autores recomiendan el siguiente orden:

3-1. *Amplificadores inversores*

(a) Use la figura 3-3 para visualizar el cambio de fase de 180° en el amplificador inversor.

(b) Aprenda a calcular la ganancia a partir de una presentación *x-y* en el osciloscopio.

(c) Ajuste el osciloscopio para una gráfica de V_o en función del tiempo; incremente E_i hasta que V_o se corte. Ha hecho que se sature la salida del amplificador operacional. Observe la gráfica *x-y* de V_o en función de E_i y mida los voltajes de saturación.

3-2. *Amplificadores no inversores*

(a) Diseñe un amplificador no inversor con ganancia de 2.

(b) Compare las formas de onda y una gráfica *x-y* de V_o en función de E_i con las de la figura 3-11. ¿Qué sucede cuando se sobreexcita el amplificador?

3-3. *Medición de la resistencia de entrada de un seguidor de voltaje.*

(a) Consulte la figura LE3-3 para medir R_{ent}. Ajuste E_i para 5.00 V rms a 100 Hz (onda senoidal). Las terminales se refieren a un encapsulado minidip de 8 terminales. *No* mida V_{ent} pues cualquier medidor cargará al circuito.

(b) Mida V_o. V_o será igual a V_{ent}. Nótese que V_o está muy cercano a E_i.

(c) Calcule Ient a partir de

$$I_{ent} = \frac{E_i - V_o}{R_i}$$

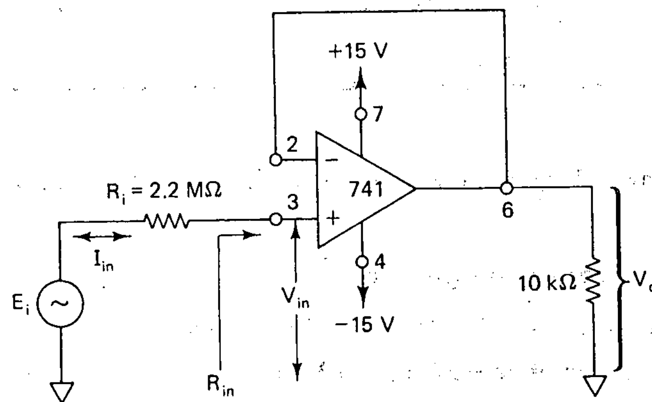


FIGURA LE3-3

(d) Calcule R_{ent} de

$$R_{ent} = \frac{E_i}{I_{in}}$$

La conclusión es que la resistencia de entrada es muy alta y difícil de medir. En el capítulo 9 se explicará por qué E_i no puede ser un voltaje de cd. En el capítulo 10 se explica por qué la frecuencia debe ser menor que 1 kHz.

Una de las lecciones más importantes que se aprenden en los experimentos de laboratorio con circuitos de retroalimentación negativa es la siguiente: con un osciloscopio con acoplamiento de cd, mida el voltaje en la entrada (+) respecto a tierra. Después mida el voltaje en la entrada (–) respecto a tierra. Si son iguales, es probable que el circuito funcione.

PROBLEMAS

3-1. ¿Qué tipo de retroalimentación se aplica a un amplificador operacional cuando un componente externo se conecta entre la terminal de salida y la entrada inversora?

3-2. Si la ganancia de circuito abierto es muy grande, ¿la ganancia del circuito cerrado depende de los componentes externos o bien del amplificador operacional?

3-3. ¿Cuáles son las dos suposiciones que se utilizaron al analizar los circuitos de este capítulo?

3-4. Identifique el circuito de la figura P3-4.

3-5. Calcule V_o y la corriente de salida del amplificador operacional de la figura P3-4, si E_i es igual a **(a)** +5 V; **(b)** – 2 V. En cada situación indique si el amplificador genera o bien consume corriente.

3-6. Calcule E_i en la figura P3-4 si V_o es igual a **(a)** +5 V; **(b)** – 2 V.

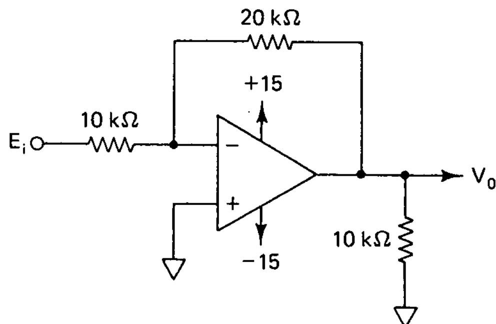


FIGURA P3-4

3-7. Sea E_i una onda triangular con una frecuencia de 100 Hz y un valor pico de 5 V en la figura P3-4. (a) Grafique E_i y V_o en función del tiempo; (b) grafique V_o en función de E_i.

3-8. Repita el problema 3-7, pero con la amplitud de E_i aumentada a 8 V. (Suponga que $\pm V_{sat} = \pm 15$ V para facilitar el trazado de la gráfica.)

3-9. Identifique el circuito en la figura P3-9 y calcule V_o si E_i es igual a (a) +5 V; (b) −2 V. Compare los resultados con el problema 3-5.

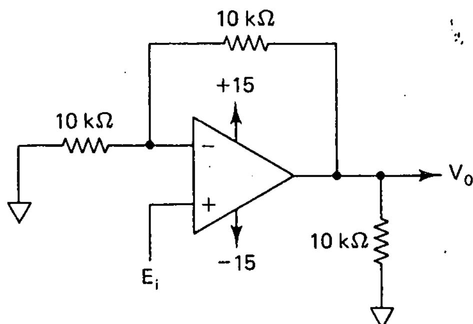


FIGURA P3-9

3-10. Repita el problema 3; pero aplíquelo a la figura P3-9. Compare las soluciones de ambos problemas para distinguir entre operación inversora y no inversora.

3-11. Diseñe un amplificador operacional con ganancia de −5 y una resistencia de entrada de 10 kΩ.

3-12. Diseñe un amplificador no inversor con ganancia de 5.

3-13. En la figura P13 se muestran las características de entrada-salida de tres circuitos diferentes. Diseñe los circuitos que satisfagan las gráficas A, B y C.

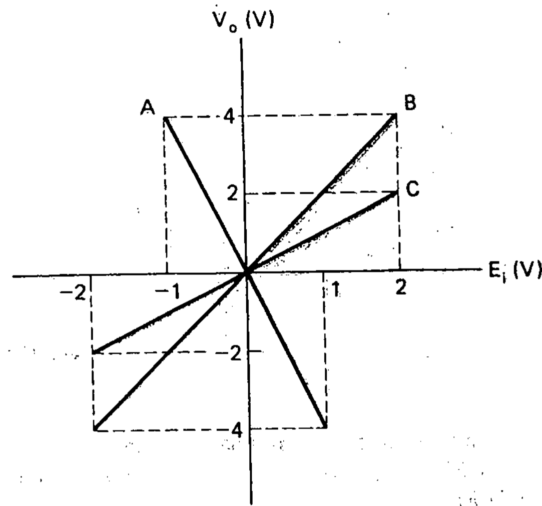


FIGURA P3-13

3-14. El circuito de la figura P3-14 recibe el nombre de "restador". ¿Se resta E_1 a E_2 o a la inversa?

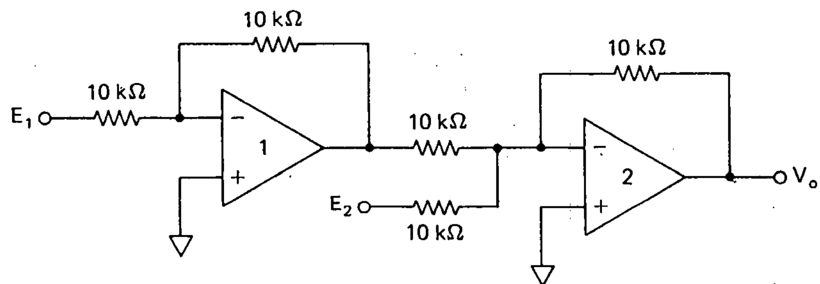


FIGURA P3-14

3-15. Una onda senoidal pico a pico de 5 V, E_i, se aplica a la entrada (–) en la figura P3-15. Grafique V_o en función de E_i si el el voltaje en la entrada (+) es (a) +5 V; (b) – 5V.

3-16. Una onda senoidal de pico a pico de 5 V, E_i, se aplica a una entrada (+) en la figura P3-15. Grafique V_o en función de E_i si el voltaje de la entrada (–) es (a) +5 V; (b) – 5 V. (Suponga que $+V_{sat} = \pm 15$ V).

3-17. Diseñe un amplificador inversor de tres canales. Las ganancias deben ser – 1 para el canal 1, – 3 para el canal 2, y – 5 para el canal 3 (consulte la sección 3-3.2).

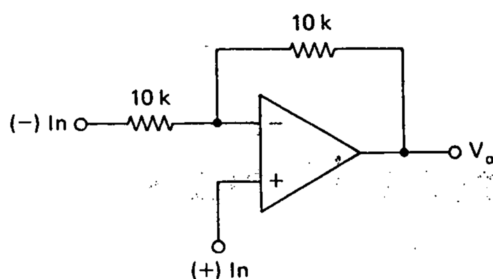


FIGURA P3-15

3-18. Dibuje un circuito para restar $V_B = 1$ V a V_C=3 V. Indique el voltaje de salida que se encuentra en cada uno de los amplificadores operacionales.

3-19. Diseñe un circuito para amplificar por 5 la diferencia entre E_1 y E_2. Las entradas E_1 y E_2 deben aislarse.

3-20. Suponga que R_i cambia a 1 MΩ en el servoamplificador de la figura 3-16. Sea E_i = 1 V.

(a) Encuentre los voltajes de equilibrio. Suponga ahora que E_i pasa a 3 V.
(b) ¿Cuáles son los nuevos voltajes del equilibrio?
(c) ¿Cuánto tardará V_o en pasar de un equilibrio a otro?

CAPITULO 4

Comparadores y circuitos de control

OBJETIVOS DE APRENDIZAJE

Después de terminar este capítulo sobre comparadores y circuitos de control el estudiante debe ser capaz de:

- Trazar el circuito de un detector de cruce por cero y graficar su curva característica de entrada-salida
- Identificar en la característica de entrada-salida los voltajes de umbral superior e inferior.
- Calcular el voltaje de histéresis con base en los voltajes de umbral.
- Explicar cómo la histéresis da una medida de la inmunidad al ruido para los circuitos comparadores.
- Explicar porque debe haber histéresis en todos los circuitos de control apagado-encendido, mediante el ejemplo del termostato de pared.

- Hacer un circuito de control para un cargador de batería.
- Construir y calibrar un controlador con punto de ajuste independiente.
- Describir la operación del comparador de precisión LM311.
- Conectar dos comparadores LM311 para hacer un detector de ventana.
- Dar la definición del retardo de propagación y saber cómo medirlo.

4-0 INTRODUCCION

Un comparador analiza una señal de voltaje en una entrada respecto a un voltaje de referencia en la otra entrada. En el capítulo 2 se mostraron circuitos detectores de nivel de voltaje para indicar con que facilidad se usan los amplificadores operacionales para resolver cierto tipo de aplicaciones en la comparación de señales sin necesidad de conocer mucho acerca de ellos. El amplificador operacional de propósito general se utiliza como sustituto de los CI diseñados específicamente para aplicaciones de comparación.

Desafortunadamente, el voltaje de salida del amplificador operacional no cambia con mucha velocidad. Además su salida cambia, entre los límites fijados por los voltajes de saturación, $+V_{sat}$ y $-V_{sat}$, alrededor de $\pm$ 13 V. Por tanto, su salida no puede alimentar dispositivos, como los CI de lógica digital TTL, que requieren niveles de voltaje entre 0 y +5 V. Estas desventajas se eliminan con un circuito integrado diseñado especificamente para actuar como comparador. Un dispositivo de este tipo es el comparador 311, que se presentará al final de este capítulo.

Tanto el amplificador operacional de propósito general como el comparador no operan con propiedad si hay ruido en cualquier entrada. Para resolver este problema, se aprenderá como con agregar *retroalimentaciónpositiva* se resuelve el problema de ruido. Obsérvese que la retroalimentación positiva no elimina el ruido; pero, hace que el amplificador operacional responda menos a él. Estos circuitos mostrarán como hacer mejores detectores de nivel de voltaje y también establecen las bases para comprender los generadores de onda cuadrada (multivibradores) así como los generadores de pulso único (de un disparo), que se explican en el capítulo 6.

4-1 EFECTOS DEL RUIDO SOBRE LOS CIRCUITOS COMPARADORES

La señal de entrada E_i se aplica a la entrada (–) de un amplificador operacional 301 en la figura 4-1 (el 301 es un amplificador operacional de propósito general). Si no hay ruido presente, el circuito opera como un detector inversor de cruce por cero debido a que $V_{ref} = 0$.

El voltaje de ruido se muestra, para simplificar, como una onda cuadrada en serie con E_i. Para mostrar el efecto del voltaje de ruido, el voltaje de señal de entrada

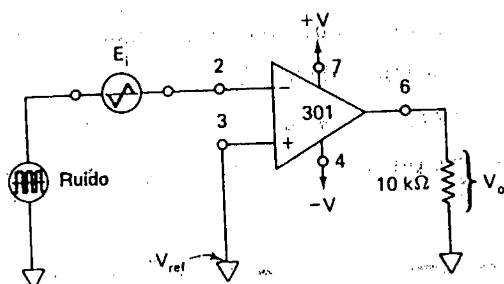


FIGURA 4-1 Detector inversor de cruce por cero.

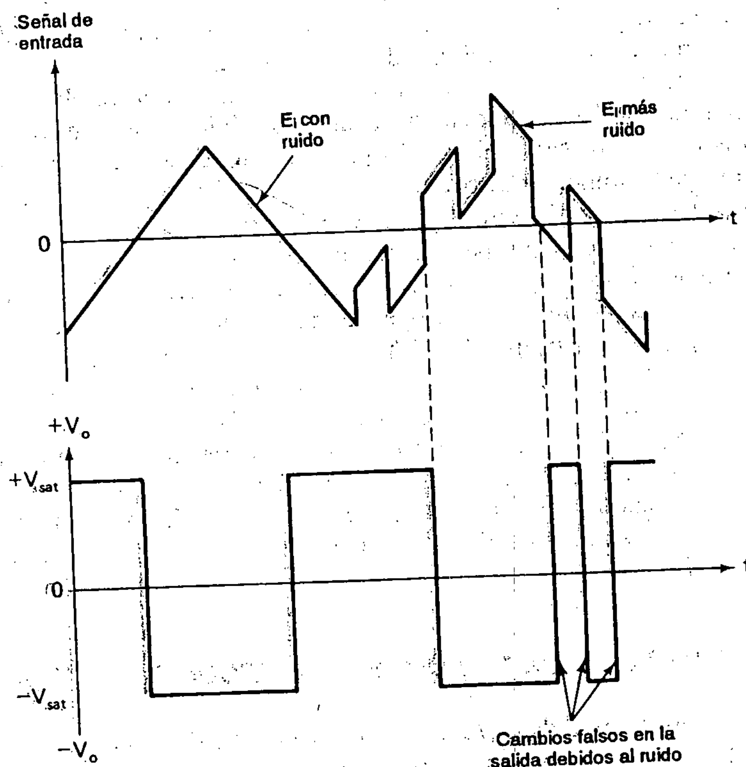


FIGURA 4-2 Efecto del ruido en un detector de cruce por cero.

del amplificador operacional se dibuja con y sin ruido en la figura 4-2. La forma de onda de V_o comparada con el tiempo muestra con claridad cómo la suma de ruido causa señales falsas a la salida. V_o debe indicar sólo los cruces de E_i, *no* los cruces de E_i más el voltaje de ruido.

Si E_i se aproxima muy lentamente a V_{ref} o se mantiene cerca, V_o puede seguir todas las oscilaciones del voltaje de ruido o bien entrar bruscamente en oscilación de alta frecuencia. Estos cruces en falso pueden eliminarse con *retroalimentación positiva.*

4-2 RETROALIMENTACION POSITIVA

4-2.1 Introducción

La *retroalimentación positiva* se lleva a cabo tomando una fracción del voltaje de salida V_o y aplicándola a la entrada (+). En la figura 4-3(a) el voltaje de salida V_o se divide entre R_1 y R_2. Una fracción de V_o se retroalimenta a la entrada (+) y crea un voltaje de referencia que depende de V_o. La idea de un voltaje de referencia se introdujo en el capítulo 2. Ahora se estudiará la retroalimentación positiva y cómo puede usarse para eliminar cambios falsos en la salida debidos al ruido.

4-2.2 Voltaje de umbral superior

En la figura 4-3(a), el voltaje de salida V_o se divide entre R_1 y R_2. Una fracción de V_o se retroalimenta a la entrada (+). Cuando $V_o = +V_{sat}$, el voltaje realimentado se denomina *umbral superior de voltaje,* V_{UT}. V_{UT} se expresa en función del divisor de voltaje como

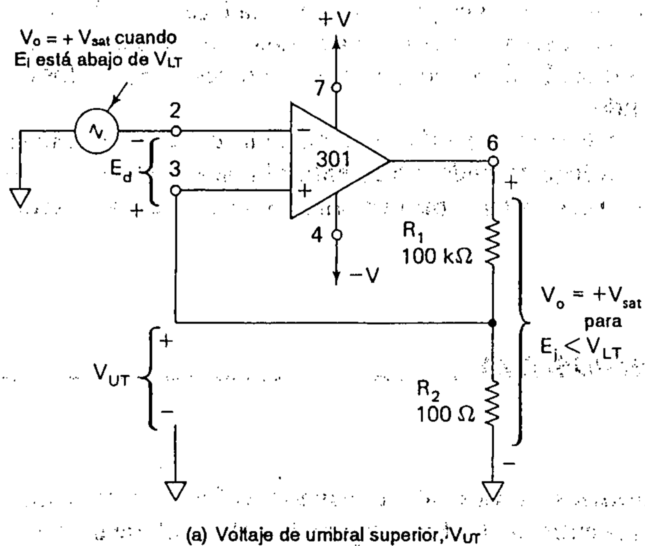
$$V_{UT} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}(+V_{sat}) \qquad \textbf{(4-1)}$$

Para los valores de E_i inferiores a V_{UT}, el voltaje en la entrada (+) es mayor que el voltaje en la entrada (–). Por tanto, V_o se fija a $+V_{sat}$.

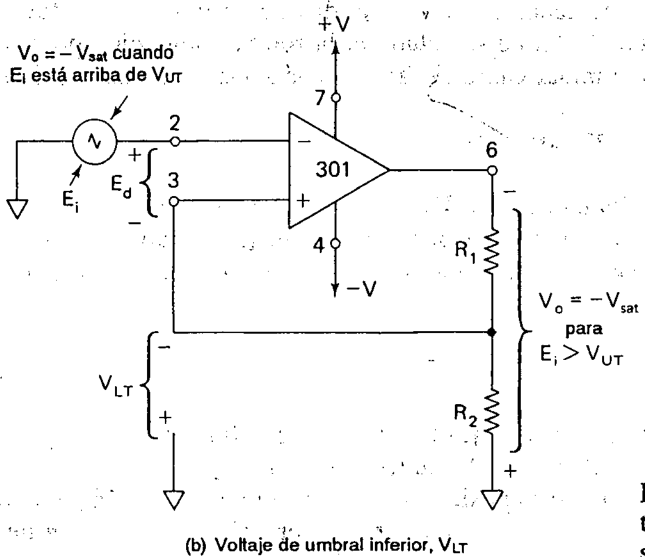
Si E_i se hace ligeramente más positivo que V_{UT}, la polaridad de E_d, como se muestra, se invierte y el valor de V_o comienza a caer. Ahora la fracción de V_o retroalimentada a la entrada positiva es menor, de modo que E_d se vuelve más grande. V_o cae entonces con más velocidad y llega rápidamente a $-V_{sat}$; así, el circuito es estable en la condición que se muestra en la figura 4-3(b).

4-2.3 Voltaje de umbral inferior

Cuando V_o está en $-V_{sat}$, el voltaje de retroalimentación a la entrada (+) se denomina *umbral inferior de voltaje* V_{LT} y está dado por



(a) Voltaje de umbral superior, V_{UT}



(b) Voltaje de umbral inferior, V_{LT}

FIGURA 4-3 R_1 y R_2 retroalimentan un voltaje de referencia de la salida a la terminal de entrada (+).

$$V_{LT} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}(-V_{sat}) \qquad \textbf{(4-2)}$$

Obsérvese que V_{LT} es negativo con respecto a tierra. Por tanto, V_o permanecerá en $-V_{sat}$ en tanto E_i sea mayor o positivo con respecto a V_{LT} y V_o cambiará regresando a $+V_{sat}$ si E_i se vuelve más negativo que, o por debajo de V_{LT}.

Se concluye que la retroalimentación positiva induce una acción casi instantánea para cambiar V_o con mucha velocidad de un límite a otro. Una vez que V_o comienza a cambiar, causa una acción regeneradora que hace que V_o cambie aún con más velocidad. Si los voltajes de umbral son más grandes que los voltajes pico del ruido, la retroalimentación positiva eliminará las transiciones falsas de salida. Este principio se investigará en los siguientes ejemplos:

Ejemplo 4-1

Si $+V_{sat} = 14$ V en la figura 4-3(a), encuentre V_{UT}.

Solución Por la ecuación (4-1),

$$V_{UT} = \frac{100\ \Omega}{100{,}100\ \Omega}(14\ \text{V}) \approx 14\ \text{mV}$$

Ejemplo 4-2

Si $-V_{sat} = -13$ V en la figura 4-3(b), encuentre V_{LT}.

Solución Por la ecuación (4-2),

$$V_{LT} = \frac{100\ \Omega}{100{,}100\ \Omega}(-13\ \text{V}) \approx -13\ \text{mV}$$

Ejemplo 4-3

En la figura 4-4, E_i es una onda triangular aplicada a la entrada (–) del circuito de la figura 4-3(a). Encuéntrese el voltaje de salida resultante.

Solución Las líneas punteadas dibujadas en E_i en la figura 4-4 localizan V_{UT} y V_{LT}. Al tiempo $t = 0$, E_i está abajo de V_{LT}, de modo que V_o está en $+V_{sat}$ (como en la figura 4-4). Cuando E_i va arriba de V_{UT}, en los tiempos (a) y (c), V_o cambia rápidamente a $-V_{sat}$. Cuando E_i está otra vez abajo de V_{LT} en los tiempos (b) y (d), V_o cambia rápidamente a $+V_{sat}$. Observe cómo la retroalimentación positiva ha eliminado los cruces falsos.

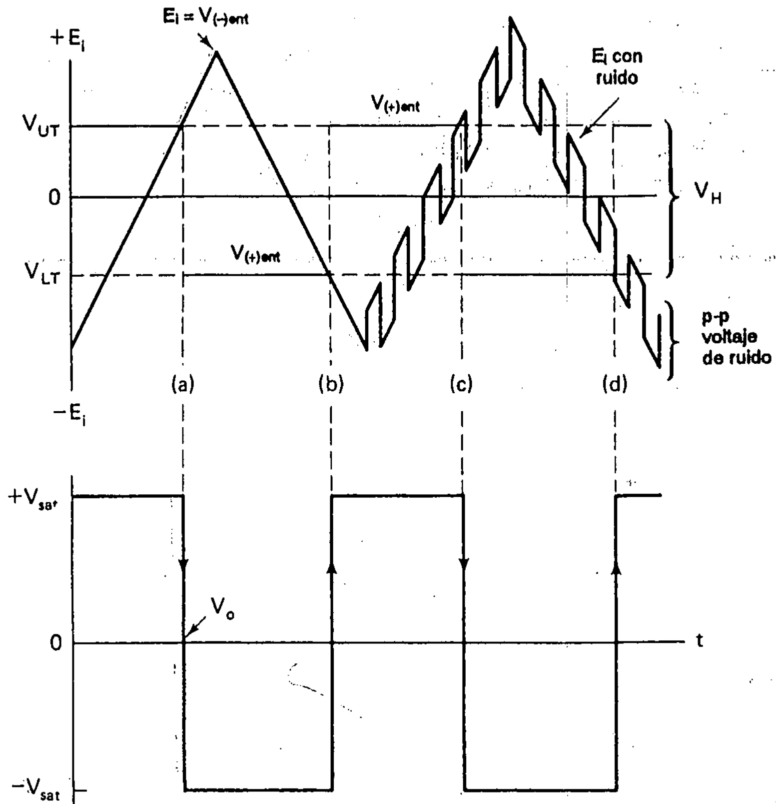


FIGURA 4-4 Solución del ejemplo 4-3. Cuando E_i va arriba de V_{UT} en el tiempo (c), V_o pasa a $-V_{sat}$. El voltaje pico a pico de ruido podría ser igual o exceder a V_H para hacer que E_i quede abajo de V_{LT} y generara un cruce falso. Por tanto V_H indica el margen de voltaje pico a pico de ruido.

4-3 DETECTOR DE CRUCE POR CERO CON HISTERESIS

4-3.1 Definición de histéresis

Hay una técnica estándar para mostrar el comportamiento de un comparador en una sola gráfica en lugar de dos gráficas, como en la figura 4-4. Al graficar E_i en el eje horizontal y V_o en el eje vertical, se obtiene la característica de voltaje de entrada-salida, como en la figura 4-5. Para E_i menor de V_{LT}, $V_o = +V_{sat}$. La línea vertical (a) muestra que V_o va desde $+V_{sat}$ hasta $-V_{sat}$ conforme E_i se vuelve mayor que V_{UT}. La línea vertical (b) muestra V_o cambiando desde $-V_{sat}$ hasta $+V_{sat}$ cuando E_i se vuelve menor que V_{LT}. La diferencia de voltajes entre V_{UT} y V_{LT} se denomina *voltaje de histéresis*, V_H.

Siempre que un circuito cambia de un estado a un segundo estado con cierta señal y entonces regresa del segundo al primer estado con otra señal de entrada *diferente*, se dice que el circuito exhibe *histéresis*. Para el comparador de retroalimentación positiva, la diferencia en las señales de entrada es

$$V_H = V_{UT} - V_{LT} \tag{4-3}$$

Para los ejemplos 4-1 y 4-2, el voltaje de histéresis es 14 mV – (– 13 mV) = 27 mV.

Si el voltaje de histéresis está diseñado para que sea mayor que el voltaje de ruido *pico a pico*, no habrá cruces falsos de salida. Por tanto, V_H indica qué tanto ruido pico a pico puede soportar el circuito.

4-3.2 Detector de cruce por cero con histéresis como un elemento de memoria

Si E_i tiene un valor que cae entre V_{LT} y V_{UT}, es imposible predecir el valor de V_o a menos que éste *ya se conozca*. Por ejemplo, suponga que E_i se sustituye por tierra (E_i = 0 V) en la figura 4-3 y se enciende la fuente de poder. El amplificador operacional pasará *ya sea* a + V_{sat}, o – V_{sat}, dependiendo de la presencia inevitable de ruido. Si el amplificador operacional pasa a + V_{sat}, entonces E_i deberá ir arriba

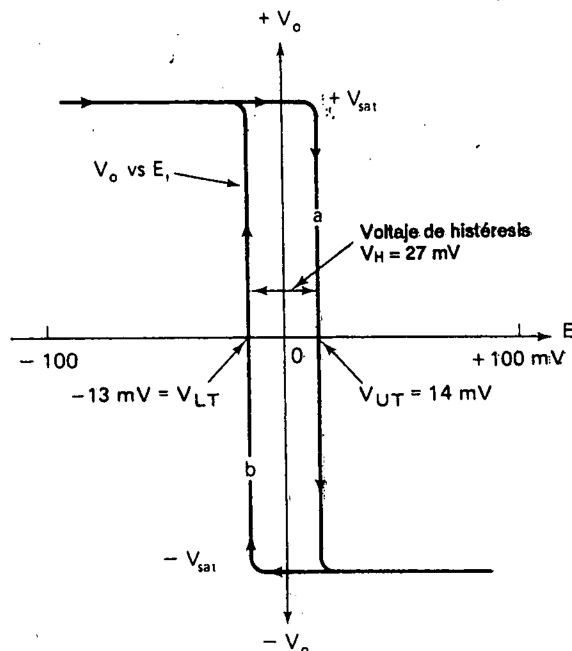


FIGURA 4-5 Gráfica de V_o vs E_i que ilustra voltaje de histéresis en un circuito comparador.

de V_{UT} para cambiar la salida. Si V_o ha pasado a $-V_{sat}$ entonces E_i tendrá que irse abajo de V_{LT} para cambiar V_o.

Por tanto, el comparador con histéresis presenta la propiedad de *memoria*. Esto es, si E_i cae entre V_{UT} y V_{LT} (dentro del voltaje de histéresis), el amplificador operacional recuerda que el último valor de cambio de E_i, estuvo arriba de V_{UT} o abajo de V_{LT}.

4-4 DETECTORES DE NIVEL DE VOLTAJE CON HISTERESIS

4-4.1 Introducción

En los detectores de cruce por cero de las secciones 4-2 y 4-3, el voltaje de histéresis V_H está centrado en el cero del voltaje de referencia V_{ref}. También es deseable tener un conjunto de circuitos que presenten histéresis alrededor de un voltaje central que sea positivo o negativo. Por ejemplo, una aplicación puede requerir una salida positiva, V_o, cuando una entrada E_i asciende a un voltaje de umbral superior de $V_{UT} = 12$ V. También puede desearse que V_o pase a negativo, cuando E_i desciende a un voltaje de umbral más bajo de, por ejemplo, $V_{LT} = 8$ V. Estos requisitos se resumen en la gráfica de V_o contra E_i en la figura 4-6. V_H se evalúa por medio de la ecuación (4-3) como

$$V_H = V_{UT} - V_{LT} = 12\text{ V} - 8\text{ V} = 4\text{ V}$$

El voltaje de histéresis V_H debe centrarse en el promedio de V_{UT} y V_{LT}. Este promedio se denomina *voltaje central* V_{ctr}, donde

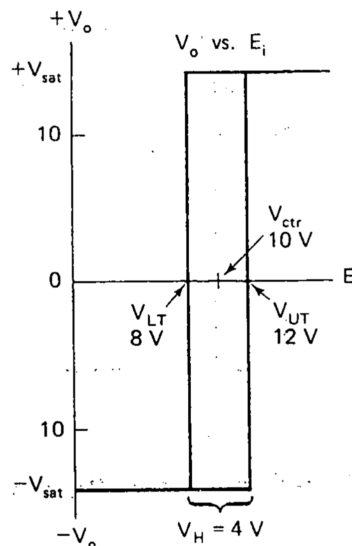


FIGURA 4-6 Detector de nivel de voltaje positivo. El voltaje de histéresis V_H es simétrico respecto al voltaje centrado V_{ctr}. Este detector de nivel de voltaje es del tipo no inversor porque V_o es positivo cuando E_i es mayor que V_{UT}.

$$V_{ctr} = \frac{V_{UT} + V_{LT}}{2} = \frac{12 \text{ V} + 8 \text{ V}}{2} = 10 \text{ V}$$

Cuando se trata de construir este tipo de detector de nivel de voltaje, es deseable tener cuatro características: (1) una resistencia ajustable para establecer y refinar el valor de V_H; (2) una resistencia ajustable separada para establecer el valor de V_{ctr}; (3) el ajuste de V_H y V_{ctr} *no* debe interaccionar; y (4) el voltaje central V_{ctr} debe ser igual, o estar relacionado en forma simple con un voltaje de referencia externo V_{ref}. Para utilizar el menor número de partes posible se debe usar la fuente de voltaje regulado del amplificador operacional y una red de resistencias para seleccionar V_{ref}.

Las secciones 4-4.2 y 4-4.3 tratan con circuitos que no tienen todas esas características, pero sí un número reducido de componentes y, en consecuencia, bajo costo. La sección 4-5 presenta un circuito que tiene las cuatro características, pero a costa de un mayor número de componentes.

4-4.2 Detector no inversor de nivel de voltaje con histéresis

La resistencia de retroalimentación positiva de la salida a la entrada (+) indica la presencia de histéresis en el circuito de la figura 4-7. E_i se aplica a través de R a la entrada (+), de modo que el circuito es no inversor. (Observe que E_i debe ser una fuente de baja impedancia o la salida ya sea de un seguidor de voltaje o de un amplificador operacional con ganancia no unitaria.) El voltaje de referencia V_{ref} se aplica a la entrada (–) del amplificador operacional.

Los voltajes de umbral superior e inferior pueden encontrarse por las siguientes ecuaciones:

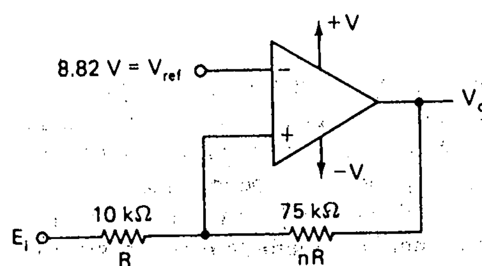
$$V_{UT} = V_{ref}\left(1 + \frac{1}{n}\right) - \frac{-V_{sat}}{n} \quad \textbf{(4-4a)}$$

$$V_{LT} = V_{ref}\left(1 + \frac{1}{n}\right) - \frac{+V_{sat}}{n} \quad \textbf{(4-4b)}$$

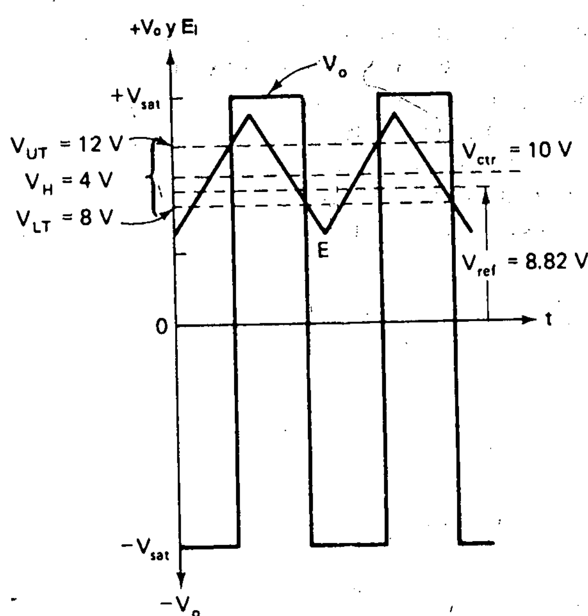
El voltaje de histéresis V_H se expresa por

$$V_H = V_{UT} - V_{LT} = \frac{(+V_{sat}) - (-V_{sat})}{n} \quad \textbf{(4-5)}$$

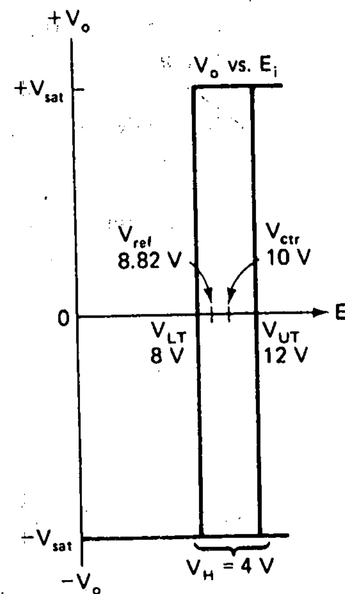
En los detectores de cruce por cero, V_H está centrado en la referencia de cero volts. Para el circuito de la figura 4-7, V_H no está centrado en V_{ref} pero es simétrico alrededor del valor *promedio* de V_{UT} y V_{LT}. Este valor se denomina *voltaje centrado* V_{ctr} y se encuentra por la ecuación



(a) La razón de nR a R o n y V_{ref} determina a V_{UT}, V_{LT}, V_H y V_{ctr}



(b) V_o y E_i contra tiempo



(c) V_o contra E_i

FIGURA 4-7 Detector de nivel de voltaje no inversor con histéresis. El voltaje de centro V_{ctr} y el voltaje de histéresis V_H, no pueden ajustarse en forma independiente ya que ambos dependen de la relación n.

$$V_{ctr} = \frac{V_{UT} + V_{LT}}{2} = V_{ref}\left(1 + \frac{1}{n}\right) \tag{4-6}$$

Compare la ubicación de V_{ctr} y V_{ref} en las figuras 4-6 y 4-7(c). También compare las ecuaciones (4-5) y (4-6) para observar que n aparece en *ambas* ecuaciones. Esto significa que cualquier ajuste en la resistencia nR afecta tanto a V_{ctr} como a V_H.

Ejemplo de diseño 4-4

Diseñe el circuito de la figura 4-7 para tener $V_{UT} = 12$ V y $V_{LT} = 8$ V. Suponga que $\pm V_{sat} = \pm 15$ V.

Procedimiento de diseño

1. Por medio de las ecuaciones (4-5) y (4-6) se calcula V_H y V_{ctr}:

$$V_H = 12\text{ V} - 8\text{ V} = 4\text{ V}, \qquad V_{ctr} = \frac{12\text{ V} + 8\text{ V}}{2} = 10\text{ V}$$

2. Encuentre n por medio de la ecuación (4-5):

$$n = \frac{+V_{sat} - (-V_{sat})}{V_H} = \frac{+15\text{ V} - (-15\text{ V})}{4} = 7.5$$

3. Encuentre V_{ref} por medio de la ecuación (4-6):

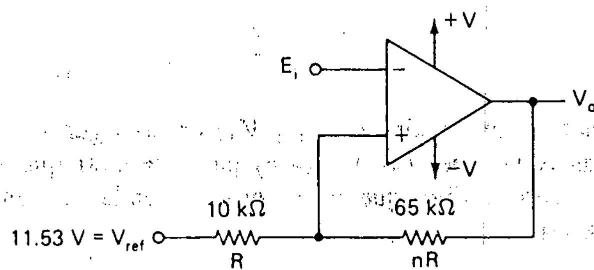
$$V_{ref} = \frac{V_{ctr}}{1 + 1/n} = \frac{10\text{ V}}{1 + 1/7.5} = 8.82\text{ V}$$

4. Seleccione $R = 10$ kΩ y $nR = 7.5 \times 10$ kΩ = 75kΩ. Las relaciones entre E_i y V_o se muestran en las figuras 4-7(b) y 4-7(c).

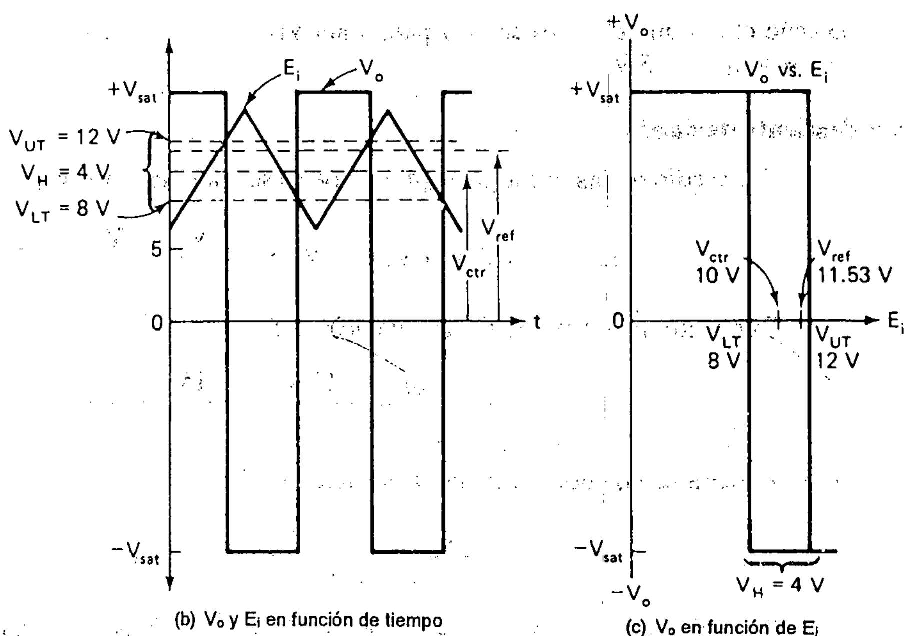
4-4.3 *Detector inversor de nivel de voltaje con histéresis*

Si se intercambian E_i y V_{ref} en la figura 4-7(a) el resultado es el detector de nivel de voltaje inversor con histéresis (véase la figura 4-8). Las expresiones para V_{UT} y V_{LT} son

$$V_{UT} = \frac{n}{n+1}(V_{ref}) + \frac{+V_{sat}}{n+1} \tag{4-7a}$$



(a) La razón de nR a R o n y V_{ref} determina a V_{UT}, V_{LT}, V_H y V_{ctr}.



(b) V_o y E_i en función de tiempo

(c) V_o en función de E_i

FIGURA 4-8 Detector de nivel de voltaje inversor con histéresis. El voltaje central V_{ctr} y V_H no pueden ajustarse en forma independiente puesto que ambos dependen de n.

$$V_{LT} = \frac{n}{n+1}(V_{ref}) + \frac{-V_{sat}}{n+1} \tag{4-7b}$$

Entonces, se encuentra que V_{ctr} y V_H son

$$V_{ctr} = \frac{V_{UT} + V_{LT}}{2} = \left(\frac{n}{n+1}\right)V_{ref} \tag{4-8}$$

$$V_H = V_{UT} - V_{LT} = \frac{(+V_{sat}) - (-V_{sat})}{n+1} \tag{4-9}$$

Obsérvese que ambos V_{ctr} y V_H dependen de n y, por tanto, no son ajustables en forma independiente.

Ejemplo de diseño 4-5

Complete un diseño para la figura 4-8 que tiene $V_{UT} = 12$ V y $V_{LT} = 8$ V. Para hacer este ejemplo comparable con el ejemplo 4-5, suponga que $\pm V_{sat} = \pm 15$ V. Por tanto, $V_{ctr} = 10$ V y $V_H = 4$ V.

Procedimiento de diseño

1. Encuentre n por medio de la ecuación (4-9):

$$n = \frac{(+V_{sat}) - (-V_{sat})}{V_H} - 1 = \frac{15\text{ V} - (-15\text{ V})}{4\text{ V}} - 1 = 6.5$$

2. Obtenga V_{ref} por medio de la ecuación (4-8):

$$V_{ref} = \frac{n+1}{n}(V_{ctr}) = \frac{6.5+1}{6.5}(10) = 11.53\text{ V}$$

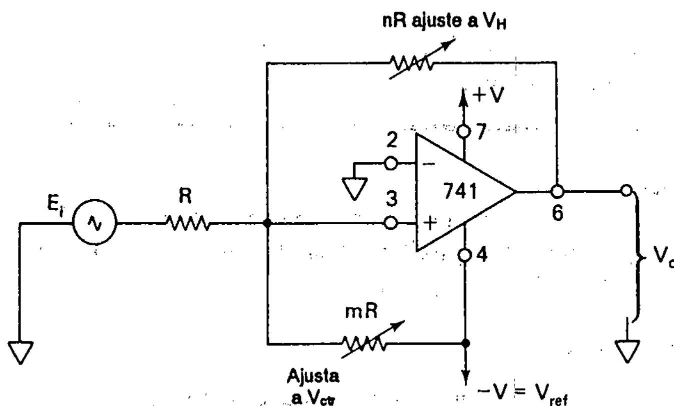
3. Elija $R = 10$ kΩ; por tanto, la resistencia nR será 6.5×10 kΩ= 65 kΩ. Estos valores del circuito y formas de onda se muestran en la figura 4-8.

4-5 DETECTOR DE NIVEL DE VOLTAJE CON AJUSTE INDEPENDIENTE DE LA HISTERESIS Y DEL VOLTAJE CENTRAL

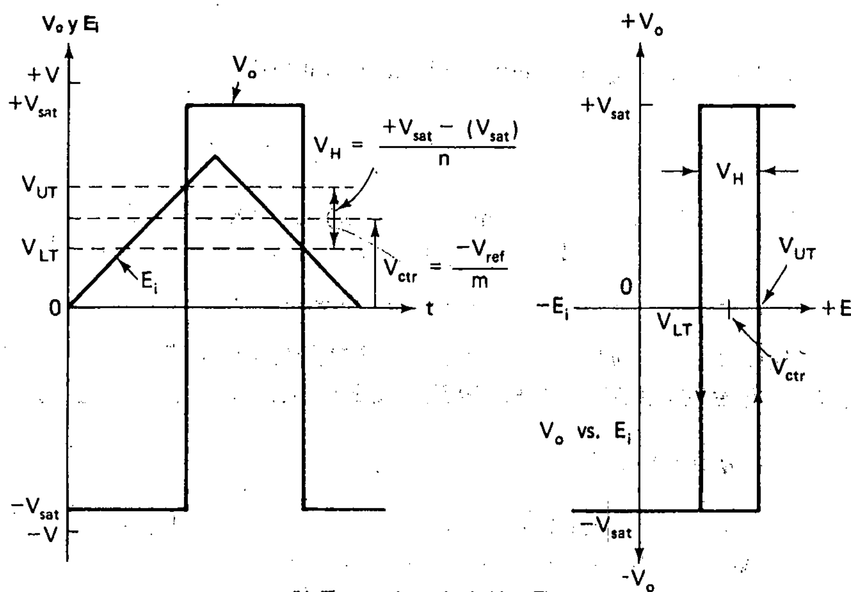
4-5.1 Introducción

El circuito de la figura 4-9 es un detector de nivel de voltaje no inversor con *ajuste independiente de la histéresis y del voltaje central*. En este circuito, el voltaje central V_{ctr} está determinado tanto por la resistencia mR como por el voltaje de referencia V_{ref}. El voltaje V_{ref} puede ser el voltaje de alimentación + V_o – V. Recuérdese que el voltaje de alimentación del amplificador operacional se está utilizando para un reducido grupo de componentes. El voltaje de histéresis V_H está determinado por el resistor nR. Si la resistencia nR es variable, entonces V_H puede ajustarse *independientemente* de V_{ctr}. Al modificar el valor de la resistencia mR se ajusta V_{ctr} sin afectar V_H. Observe que la fuente de señal, E_i, debe ser de baja impedancia.* En caso contrario, se aísla con un seguidor de voltaje como se muestra en la sección 3-5. Los voltajes clave se muestran en la figura 4-9 y están diseñados o evaluados por medio de las siguientes ecuaciones:

*En caso contrario, aísle E_i con un seguidor de voltaje como se muestra en la sección 3-5.



(a) Comparador con ajustes independientes para la histéresis y el voltaje de referencia



(b) Formas de onda de V_o y E_i

FIGURA 4-9 La resistencia mR y el voltaje de alimentación $-V$ establecen el voltaje central V_{ctr}. La resistencia nR permite el ajuste independiente del voltaje de histéresis V_H, simétricamente alrededor de V_{ctr}.

$$V_{UT} = -\frac{-V_{sat}}{n} - \frac{V_{ref}}{m} \tag{4-10a}$$

$$V_{LT} = \frac{-V_{ref}}{m} - \frac{+V_{sat}}{n} \quad (4\text{-}10b)$$

$$V_H = V_{UT} - V_{LT} = \frac{(+V_{sat}) - (-V_{sat})}{n} \quad (4\text{-}11)$$

$$V_{ctr} = \frac{V_{UT} + V_{LT}}{2} = -\frac{V_{ref}}{m} - \frac{+V_{sat} + (-V_{sat})}{2n} \quad (4\text{-}12a)$$

La ecuación general para V_{ctr} parece compleja, sin embargo, si las magnitudes de $+V_{sat}$ y $-V_{sat}$ son casi iguales, entonces V_{ctr} se expresa en forma simple por

$$V_{ctr} = -\frac{V_{ref}}{m} \quad (4\text{-}12b)$$

De modo que V_{ctr} sólo depende de *m*, y V_H depende sólo de *n*.

El siguiente ejemplo muestra lo fácil que es diseñar el circuito de control de un cargador de batería usando los principios estudiados en esta sección.

4-5.2 Circuito de control de un cargador de batería

A continuación se muestra un ejemplo de cómo se diseñó un circuito de control para un cargador de batería.

Ejemplo de diseño 4-6

Suponga que se desea monitorear una batería de 12 V. Cuando el voltaje de la batería cae abajo de 10.5 V, se desea conectarla a un cargador. Cuando el voltaje de la batería alcanza 13.5 V, se desea que se desconecte el cargador. Por tanto, V_{LT} = 10.5 V y V_{UT} = 13.5 V. Considere que el voltaje de alimentación $-V$ se utiliza para V_{ref} y suponga que es igual a -15.0 V. Además, suponga que $\pm V_{sat} = \pm 13.0$ V. Encuentre (a) V_H y V_{ctr}; (b) la resistencia *mR*; (c) la resistencia *nR*.

Procedimiento de diseño

1. Por medio de las ecuaciones (4-11) y (4-12) encuentre V_H y V_{ctr}.

$$V_H = V_{UT} - V_{LT} = 13.5\text{ V} - 10.5\text{ V} = 3.0\text{ V}$$

$$V_{ctr} = \frac{V_{UT} + V_{LT}}{2} = \frac{13.5\text{ V} + 10.5\text{ V}}{2} = 12.0\text{ V}$$

Observe que el voltaje central es el voltaje nominal de la batería.

2. Se escoge arbitrariamente el valor de la resistencia R igual a 10 kΩ. A partir de la ecuación (4-12b), elija $V_{ref} = -15$ V para que m tenga signo positivo:

$$m = -\left(\frac{V_{ref}}{V_{ctr}}\right) = -\left(\frac{-15 \text{ V}}{12 \text{ V}}\right) = 1.25$$

Por tanto, $mR = 1.25 \times 10$ kΩ $= 12.5$ kΩ.

3. A partir de la ecuación (4-11), encuéntrese n.

$$n = \frac{+V_{sat} - (-V_{sat})}{V_H} = \frac{13 \text{ V} - (-13 \text{ V})}{3} = 8.66$$

Por tanto, $nR = 86.6$ kΩ.

El circuito final se muestra en la figura 4-10. Cuando E_i cae abajo de 10.5 V, V_o se vuelve negativo, liberando al relevador a su posición normal cerrada. Los contactos por lo general cerrados del relevador (NC) conectan el cargador a la batería E_i. El diodo D_1 protege al transistor contra polarización inversa excesiva cuando $V_o = -V_{sat}$. Cuando la batería se carga a 13.5 V, V_o cambia a $+V_{sat}$, el cual enciende el transistor y opera el relevador. Sus contactos NC se abren para desconectar el cargador. El diodo D_2 protege tanto al amplificador operacional como al transistor contra los transitorios desarrollados por el campo magnético al abrirse el relevador.

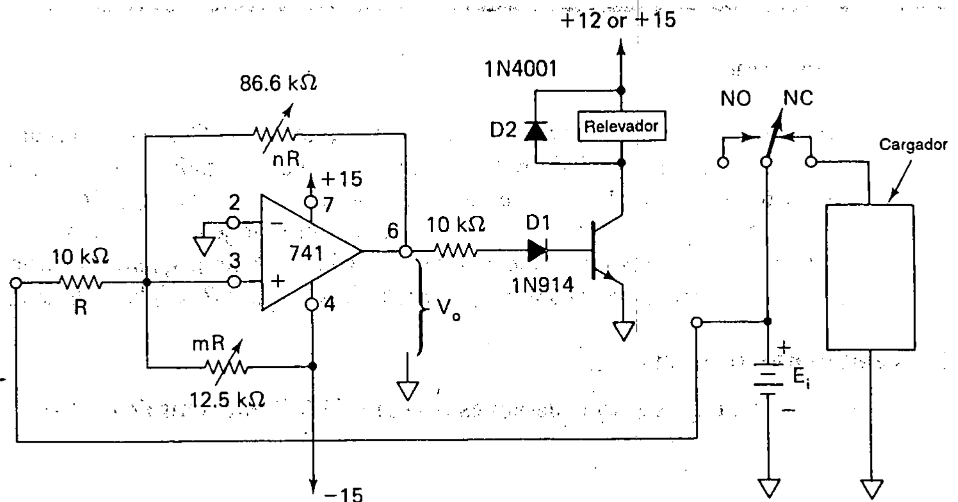


FIGURA 4-10 Control del cargador de batería de la respuesta del ejemplo 4-6. Se ajusta mR para hacer $V_{ctr} = 12$ V en el circuito de prueba que se muestra en la figura 4-9 y se ajusta nR para hacer $V_H = 3$ V centrado en V_{ctr}.

Una nota final es pertinente. Suponga que la aplicación requiere un detector de nivel de voltaje inversor con histéresis. Esto es, V_o debe irse abajo cuando E_i pasa arriba de V_{UT}, y V_o debe irse a alto cuando E_i cae por debajo de V_{LT}. Para esta aplicación, no se cambia el circuito o procedimiento para el detector de nivel de voltaje no inversor, simplemente se añade un amplificador inversor o un comparador inversor, a la salida V_o.

4-6 PRINCIPIO DEL CONTROL APAGADO ENCENDIDO (ON-OFF)

4-6.1 Comparadores en el control de procesos

En el ejemplo de diseño 4-6 se ilustra una de las aplicaciones más importantes de los circuitos de retroalimentación positiva con histéresis. Son excelentes controles de apagado-encendido y cuestan poco. El circuito de la figura 4-10 activa un cargador cuando el voltaje de la batería se halla abajo de 10.5 V. También lo desactiva cuando el voltaje rebasa los 13.5 V. Nótese que el área de 10.5 a 13.5 V es el alcance de *memoria* o histéresis. Si el voltaje de la batería es 12.0 V, puede estar en el proceso de cargar o de descargar, según la última orden.

4-6.2 El termostato como comparador

El control de temperatura en una habitación es un ejemplo muy conocido del control de encendido-apagado. Hagamos una analogía con los circuitos comparadores. Se ajusta el indicador de temperatura a 65°F. Esto corresponde a V_{ctr}. El fabricante incorpora la histéresis en el termostato. Se enciende la calefacción si la temperatura está por abajo de 63°F, *se apaga* cuando sobrepasa los 67°F. En caso que la temperatura se encuentre en el intervalo de memoria (63 a 67°F), recuerda la última orden. El intervalo de memoria corresponde a V_H.

4-6.3 Directrices para la selección y diseño

Los controles que pueden ser operados por el público en general, comparten características comunes con los comparadores de las secciones 4-4 y 4-5. El cliente sólo puede ajustar V_{ctr}. Se dispone de un V_H o, en algunas aplicaciones, el control de este voltaje se deja en manos del cliente. Estos tipos de circuitos de control no admiten fallas. Si la temperatura se pone a 50°F, la habitación simplemente se enfría más. No existe la posibilidad de una falla catastrófica. En otras palabras, no se mezcla V_{UT} con V_{LT}. El circuito de control de la siguiente sección permite ajustes de alta precisión para los indicadores superior e inferior del control del proceso. Ofrece además la posibilidad de una operación libre. Los controles de V_{UT} y de V_{LT} están disponibles sólo para personas conocedoras y nunca para el público en general.

4-7 CONTROLADOR CON DOS PUNTOS DE AJUSTE INDEPENDIENTES

4-7.1 Principio de operación

El circuito que se presenta permite ajustar por separado y con precisión el voltaje del punto de ajuste superior V_{UT} y el voltaje del punto de ajuste inferior V_{LT}. El principio de operación es sencillo. Se genera un voltaje con una resistencia fija y con dos resistencias ajustables como en la figura 4-11.

Cuando un interruptor de un polo dos tiros se coloca en una posición, entonces éste pone a tierra el potenciómetro del punto de ajuste superior. Se ajusta R_{UT} de manera que el voltaje del punto de ajuste superior, V_{UT}, aparezca en el voltaje de salida del punto de ajuste V_{set} [véase la figura 4-11(a)]. Después se pone el interruptor en la otra posición como se muestra en la figura 4-11(b). Se ajusta R_{LT} de modo que V_{LT} aparezca en la línea V_{set}.

Antes de diseñar y analizar el equipo y accesorios para construir un interruptor de un polo doble tiro, definiremos las características de entrada-salida requeridas.

4-7.2 Características de entrada-salida de un controlador con dos puntos de ajuste independientes

Se necesitan dos salidas en el controlador básico. La primera se muestra en la figura 4-12(a). El voltaje de salida del punto de ajuste V_{set} se requiere por dos razones. Primero, se aplicará a una entrada del comparador de entrada-salida (número 1 en la figura 4-13). Segundo, estará disponible para la prueba o calibración del sistema por el personal técnico (no del público en general).

En la figura 4-12(b) se observa el segundo voltaje de salida que se requiere. Es la característica de entrada-salida del sistema de control (número 1 en la figura 4-13). Ambas características de salida presentan histéresis.

4-7.3 Selección de los voltajes de los puntos de ajuste

En la figura 4-11, las resistencias para producir voltajes en el intervalo de 0 a 5 V del punto de ajuste. En la figura 4-12, se eligió que V_{UT} fuera 2.0 V y V_{LT} 0.5 V.

4-7.4 Circuito de los voltajes de los puntos de ajuste independientes

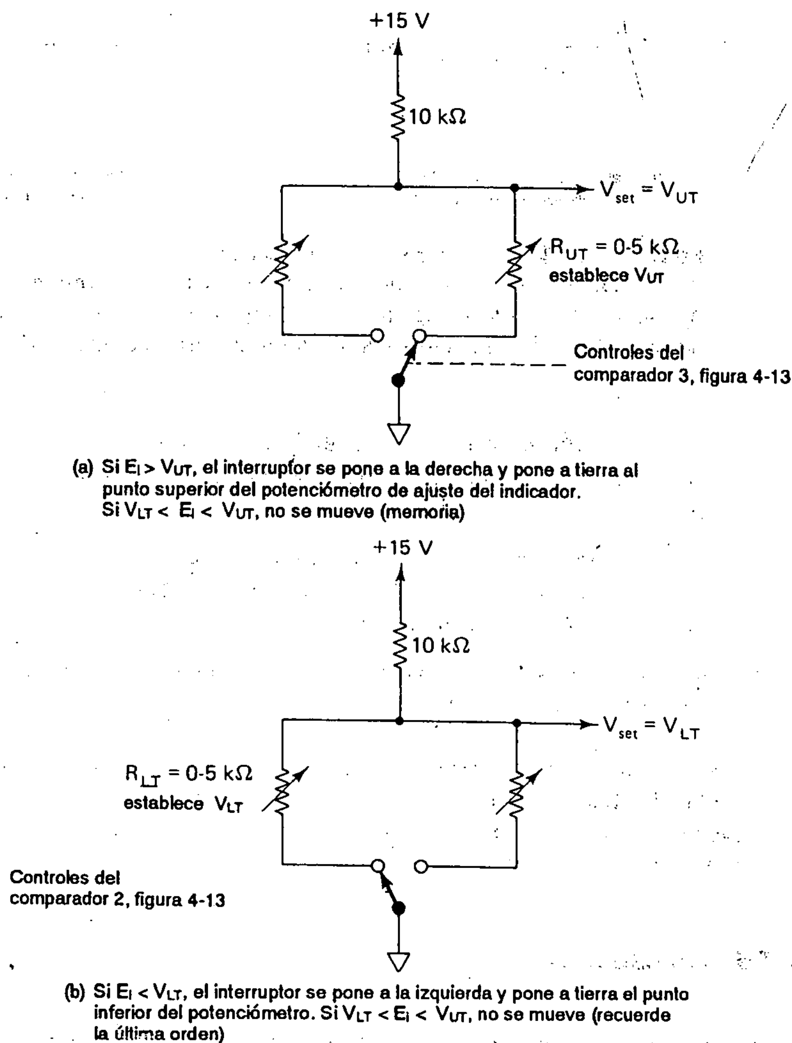
Tenemos que agregar sólo dos partes al divisor básico de voltaje de la figura 4-11. Una es una resistencia de 10 kΩ y la otra, tres cuartos de un comparador de colector abierto LM339.

En el capítulo 2 se dijo que el LM339 usa una sola alimentación y la terminal 12 de tierra se conecta a la terminal negativa. Si el voltaje diferencial de entrada E_d es negativo para cualquiera de sus cuatro comparadores, el interruptor de salida correspondiente está cerrado. Esto pone a tierra la terminal de salida del comparador

(y en ocasiones el potenciómetro del punto de ajuste). Si E_d es positivo [(+) arriba de (–)], el interruptor de salida se abre (y de paso desconecta el potenciómetro del punto de ajuste).

El circuito de control se muestra finalmente en la figura 4-13(a). El proceso de calibración se presenta como un diagrama de flujo en la figura 4-13(b) donde se muestra la secuencia de causa y efecto. Estudie cuidadosamente el procedimiento de calibración; pues explica con exactitud cómo funciona el circuito.

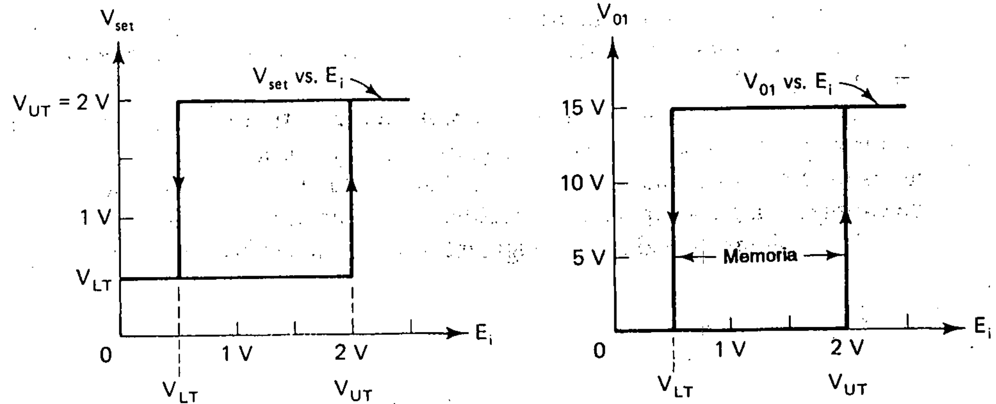
Probablemente deduzca las siguientes conclusiones de su estudio.



(a) Si $E_i > V_{UT}$, el interruptor se pone a la derecha y pone a tierra al punto superior del potenciómetro de ajuste del indicador. Si $V_{LT} < E_i < V_{UT}$, no se mueve (memoria)

(b) Si $E_i < V_{LT}$, el interruptor se pone a la izquierda y pone a tierra el punto inferior del potenciómetro. Si $V_{LT} < E_i < V_{UT}$, no se mueve (recuerde la última orden)

FIGURA 4-11 Los voltajes de punto de ajuste a voltajes de umbral se diseñan con un interruptor unipolar de doble tiro, dos potenciómetros, una resistencia y una fuente de alimentación. Para los valores de las resistencias mostrados aqui, cada uno de los voltajes se ajustan por separado a cualquier valor entre 0 y 5 V.



(a) Salida del punto de ajuste de controlador en función de E_i

(b) Característica entrada salida del controlador

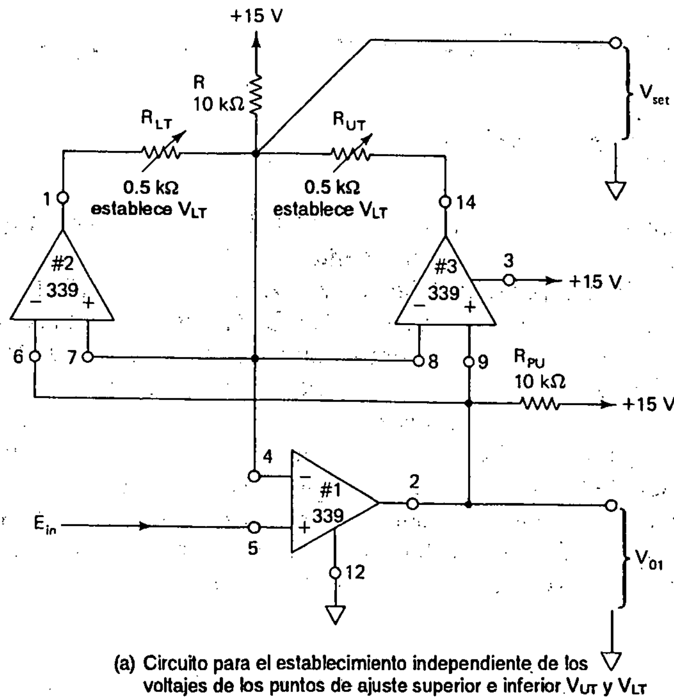
FIGURA 4-12 Un controlador de encendido-apagado con voltajes independientes, V_{UT} y V_{LT} tiene dos características distintivas. El voltaje del punto de ajuste depende del voltaje de entrada como en (a). Las características de entrada-salida muestran histéresis como en (b).

1. Los comparadores 2 y 3 forman un interruptor unipolar de doble tiro para poner a tierra la terminal de fondo y activar a R_{UT} o bien a R_{LT} (véase la figura 4-11).
2. El comparador 1 es el control de entrada-salida, V_{set} se encuentra en V_{UT} o en V_{LT} y se aplica a la entrada (–) de 1. Puesto que E_i se aplica a la entrada (+), el circuito es intrínsecamente no inversor [véase la figura 4-12(b)].
3. Esta clase de circuito se presta para un excelente experimento de laboratorio puesto que contiene sólo cinco partes.

En la práctica, V_{o1} alimenta a un relevador o a un acoplador óptico con un triac a la salida. Por tanto, V_o debe aislarse o usar el comparador LM339 sobrante para (a) invertir la característica de entrada-salida, (b) evitar cargar R_{PU} abajo de cualquiera de los dos voltajes de punto de ajuste.

4-7.5 Precauciones

Por última vez suponga que V_{UT} está ajustado a un valor por debajo de V_{LT}. Luego de activar UP, ocurriría una de estas dos cosas: (1) el sistema no encenderá (2) el sistema se enciende y permanecerá activo hasta su destrucción.

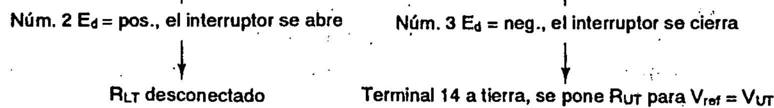


(a) Circuito para el establecimiento independiente de los voltajes de los puntos de ajuste superior e inferior V_{UT} y V_{LT}

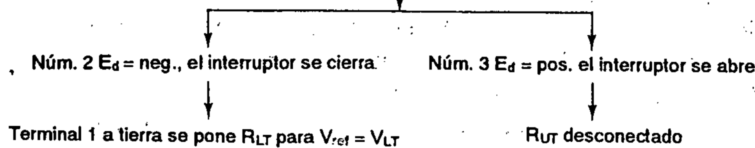
Procedimiento de calibración

1. Ajuste R_{LT} y R_{UT} para máxima resistencia
2. Ponga E_{ent}, a tierra → E_d del número 1 se hace negativa

El interruptor de salida del número 1 se cierra, $V_{01} \approx 0.1$ V



3. Haga E_{ent} mayor que V_{UT}, → E_d del núm. 1 se vuelve positivo



(b) Procedimiento y secuencia de operación

FIGURA 4-13 Circuito, procedimiento y secuencia de operación para un módulo de control que permite un ajuste independiente de los voltajes de los puntos de ajuste superior e inferior V_{UT} y V_{LT}.

4-8 COMPARADOR DE PRECISION, 111/311

4-8.1 Introducción

El comparador 111 (militar) o el 311 (comercial) es un CI que fue diseñado y optimizado para un alto rendimiento en aplicaciones como detector de nivel de voltaje. Un comparador debe ser veloz. Esto es, su salida debe responder con rapidez a los cambios en sus entradas. El 311 es mucho más veloz que los 741 o 301, pero no tanto como los comparadores de alta velocidad 710 y NE522. El tema de la velocidad se expone en la sección 4-10, "Retardo de propagación".

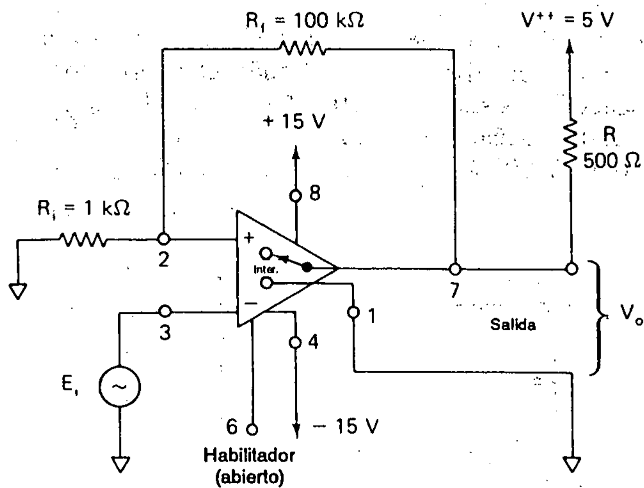
El comparador 311 es una elección excelente por su versatilidad. Su salida está diseñada para *no* presentar rebotes entre V_{sat} pero, puede cambiarse con bastante facilidad. De hecho, si esta conectando un sistema con una fuente de alimentación de voltaje diferente, simplemente se conecta la salida de la nueva fuente de alimentación de voltaje a través de una resistencia adecuada. Se principiará por examinar la operación de la terminal de salida.

4-8.2 Operación de la terminal de salida

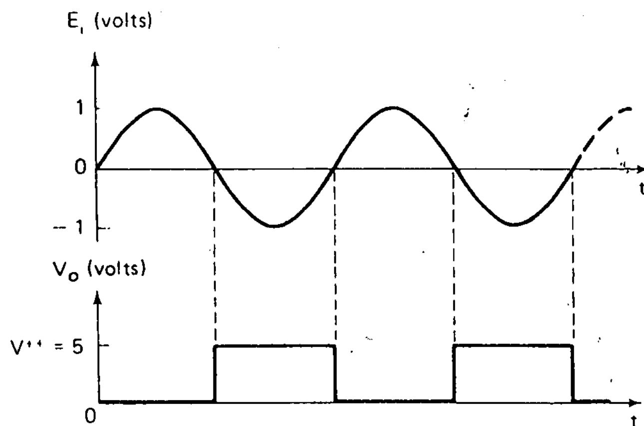
El modelo simplificado del 311 de la figura 4-14(a) muestra que su salida se comporta como un interruptor conectado entre la terminal de salida 7 y la 1. La terminal 7 puede conectarse a cualquier voltaje V^{++} con magnitudes de hasta 40 V, más positiva que la terminal de alimentación $-V$ (terminal 4). Cuando la entrada (+), terminal 2 es más positiva que la entrada (–) 3, el interruptor equivalente de salida del 311 está abierto. V_o se determina entonces por V^{++} y es + 5 V.

Cuando (+) es menos positiva (abajo) que la entrada (–) el interruptor equivalente de salida del 311 se cierra y extiende la tierra de la terminal 1 hasta la terminal 7 de salida. Esta es una diferencia importante entre el 311 y el 339. Este último no tiene terminal 1 equivalente. Tampoco existe una terminal de retorno del interruptor separada en el 339 como lo hay en el 311.

R_f y R_i agregan cerca de 50 mV de histéresis para minimizar los efectos de ruido, de modo que la terminal 2 en esencia está a 0 V. Las formas de onda para V_o y V_i se muestran en la figura 4-14(b). V_o está a 0 V (interruptor cerrado), para los medios ciclos positivos de E_i. V_o está a + 5 V (interruptor abierto) para los medios ciclos negativos de E_i. Este es un circuito común de interfaz; esto es, los voltajes pueden variar entre niveles de + 15 V y – 15 V; pero V_o está restringido dentro de +5 y 0 V, los cuales son niveles típicos de las señales digitales. De modo que el 311 puede usarse para convertir niveles de voltaje analógico en niveles digitales (interfaces).



(a) Detector por cruce de cero con histéresis



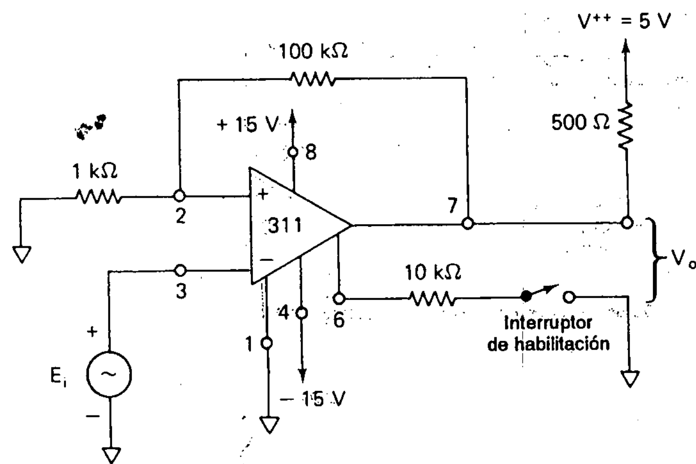
(b) Voltaje de entrada y salida

FIGURA 4-14 Modelo simplificado del comprador 311 con las formas de onda de los voltajes de entrada y salida.

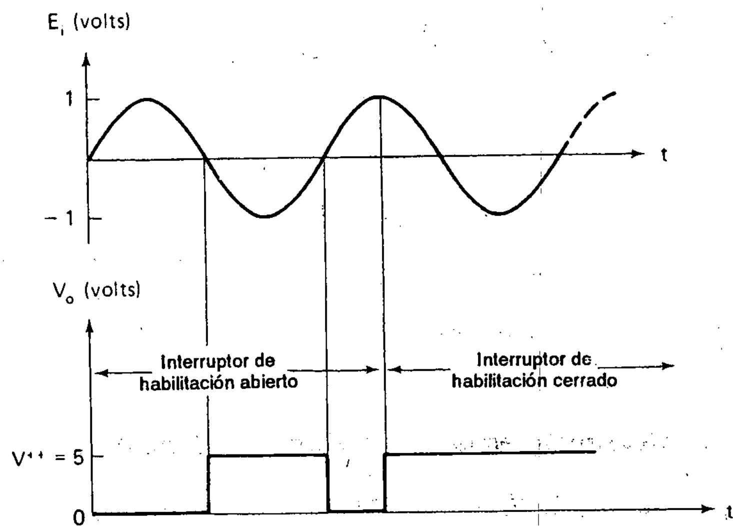
4-8.3 Operación de la terminal de habilitación

La terminal de habilitación del 311 es la 6 (véase también el apéndice 3). Esta característica de habilitación permite que la salida del comparador responda a señales de entrada o bien sea independiente de señales de entrada. En la figura 4-15 se utiliza el comparador 311 como un detector de cruce por cero. Se conecta una resistencia de 10 kΩ a la terminal de habilitación. El otro extremo de la

resistencia se conecta a un interruptor. Con el interruptor de habilitación abierto, el 311 opera en forma normal. Esto es, el voltaje de salida está a V^{++} para valores negativos de E_i y a 0 para valores positivos de E_i. Cuando el interruptor de habilitación se cierra (conectando la resistencia de 10 kΩ a tierra), el voltaje de salida pasa a V^{++} independiente de la señal de entrada. V_o permanecerá a V^{++} en tanto está cerrado el interruptor de habilitación [véase la figura 4-15(b)]. Enton-



(a) 311 con control de habilitación



(b) Cuando el interruptor de habilitación está cerrado, $V_o = V^{++}$

FIGURA 4-15 Operación de la terminal de habilitación.

ces la salida es independiente de las entradas hasta que se abre otra vez el interruptor de habilitación.

La característica de habilitación es útil cuando se utiliza un comparador para determinar el tipo de señal que se va a leer de la memoria de una computadora. El interruptor de habilitación se cierra para ignorar señales de entrada extrañas que pudieran ocurrir mientras se hace la lectura. Entonces, durante el tiempo de lectura el interruptor está abierto y el 311 se comporta como un comparador regular. La corriente de la terminal de habilitación debe limitarse a cerca de 3 mA. Si no se usa la característica de habilitación, la terminal de habilitación se deja abierta o conectada a $+V$ (véase el apéndice 3).

4-9 DETECTOR DE VENTANA

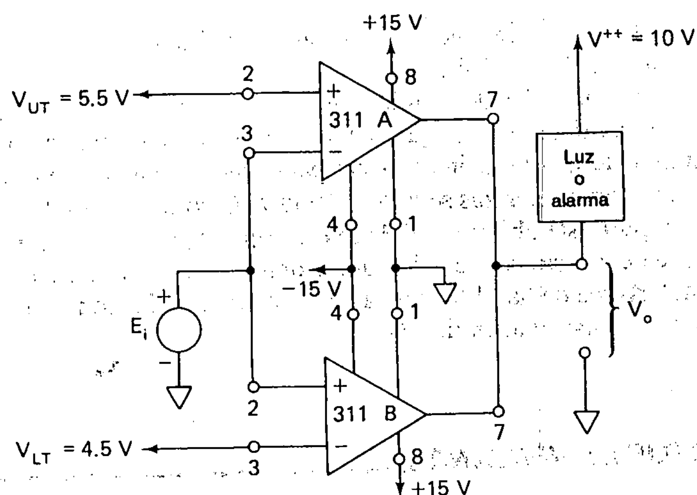
4-9.1 Introducción

El circuito de la figura 4-16 está diseñado para monitorear un voltaje de entrada e indicar cuando este voltaje está arriba o abajo de los límites prescritos. Por ejemplo las fuentes de alimentación para los CI lógicos TTL deben regularse a 5.0 V. Si el voltaje de alimentación excede 5.5 V, la lógica puede dañarse, y si la alimentación de voltaje cae abajo de 4.5 V, la lógica puede exhibir operación indeseada. Por tanto, los límites de la fuente de alimentación para TTL son 4.5 y 5.5 V. La fuente de alimentación debe verse a través de una ventana cuyos límites son 4.5 V y 5.5 V, de aquí que se designe *detector de ventana*. Este circuito algunas veces se denomina *detector límite de doble extremo*.

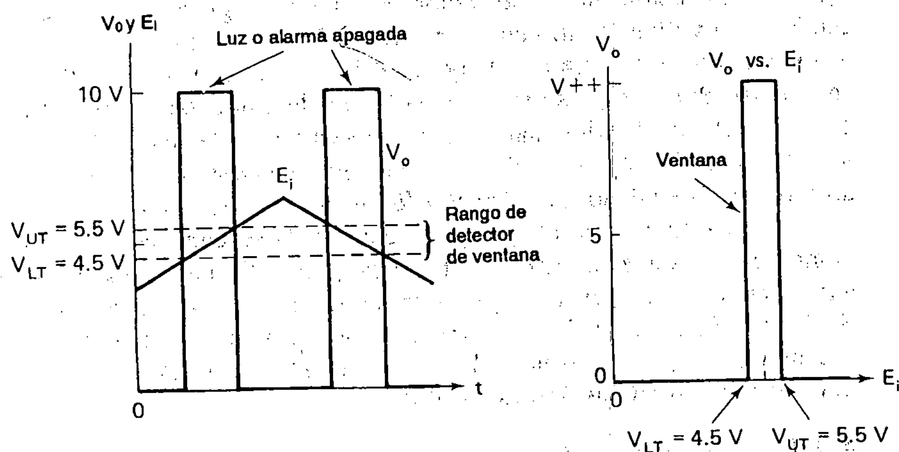
En la figura 4-16, el voltaje de entrada E_i se conecta a la entrada (–) del comparador A y a la entrada (+) del comparador B. El límite superior V_{UT} se aplica a la entrada (+) de A, en tanto que el límite inferior V_{LT} se aplica a la entrada (–) de B. Cuando E_i cae entre V_{LT} y V_{UT}, la luz de alarma está apagada. Pero cuando E_i cae abajo de V_{LT} o va arriba de V_{UT}, la luz de alarma se enciende para indicar que E_i no está dentro de los límites prescritos.

4-9.2 Operación del circuito

La operación del circuito es como sigue. Suponga que $E_i = 5$ V. Dado que E_i es mayor que V_{LT} y menor que V_{UT}, el voltaje de salida de ambos comparadores está a V^{++} debido a que los dos interruptores de salida están abiertos. La lámpara/alarma está apagada. A continuación suponga que $E_i = 6.0$ V o $E_i > V_{UT}$. La entrada en la terminal 3 de A es más positiva que la 2, de modo que la salida A está al potencial de la terminal 1 o tierra. Esta tierra enciende la lámpara, y $V_o = 0$ V. Ahora suponga que E_i cae a 4.0 V o $E_i < V_{LT}$. La entrada (+) de B es menor que su entrada (–), de modo que la salida B se va a 0 V (el voltaje en su terminal 1).



(a) Circuito de detector de ventana



(b) Formas de onda del detector de ventana

FIGURA 4-16 Los voltajes de umbral superior e inferior se ajustan independientemente en el circuito detector de ventana.

Una vez más esta tierra hace que la lámpara/alarma se encienda. Observe que esta aplicación muestra que las terminales de salida del 311 pueden conectarse juntas y que la salida está a V^{++} sólo cuando la salida de cada comparador está a V^{++}.

4-10 TIEMPO DE PROPAGACION

4-10.1 Definición

Suponga que una señal E_i se aplica a la entrada de un comparador como en la figura 4-17. Habrá un intervalo medible para que la señal se propague a través de los transistores del comparador. Después de este intervalo de tiempo, la salida inicia su cambio. Dicho intervalo se denomina *tiempo de respuesta, tiempo de tránsito o retardo de propagación.*

Antes de aplicar la señal, el comparador está en saturación. Esto significa que algunos de sus transistores internos contienen una excesiva cantidad de carga. El tiempo requerido para limpiar esa carga es el principal responsable del retardo de propagación.

4-10.2 Medición del tiempo de propagación

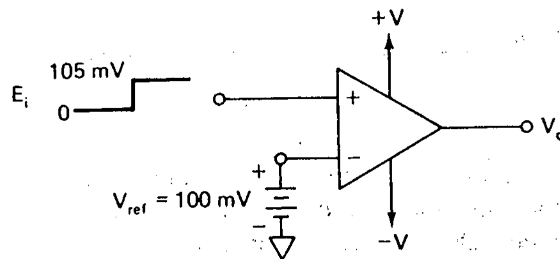
El grado de saturación del comparador depende del voltaje diferencial de entrada. El método convencional de comparar el rendimiento de un comparador con otro es conectar primero un voltaje de referencia + 100 mV a una entrada. En la figura 4-17(a) el voltaje de referencia se conecta a la entrada (–). La otra entrada (+) se conecta a 0 V. Esto obliga a todos los comparadores, bajo prueba de retardo de propagación, a entrar al mismo estado inicial de saturación. En la figura 4-17(b) las salidas se muestran alrededor de 0.4 V antes del tiempo 0.

Entonces se aplica una señal de voltaje E_i de rápida elevación a la entrada (+) al tiempo $t = 0$ en la figura 4-17. Si E_i se lleva hasta 100 mV, el comparador estará a punto de cortarse , pero *no* lo hará. Sin embargo, si E_i se lleva rápidamente a 100 mV más una pequeña cantidad de *sobreimpulso,* éste se propagará a través del comparador. Después de un retardo la salida emerge de la saturación y se eleva a un voltaje especificado. Este voltaje es típicamente de 1.5 V.

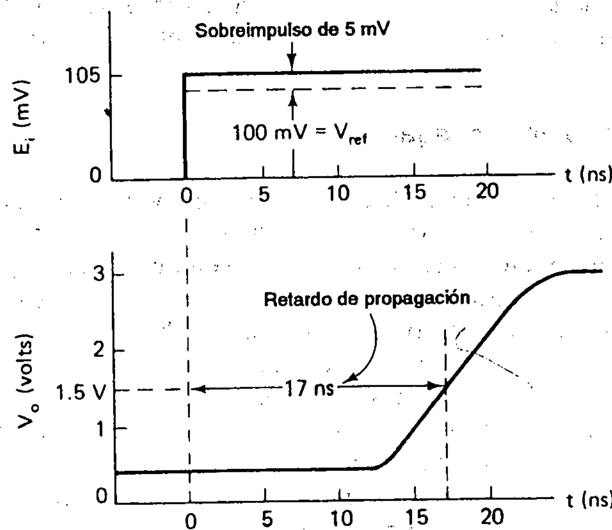
Como se muestra en la figura 4-17(b) un sobreimpulso de 5 mV resulta en un retardo de propagación de 17 ns para un comparador NE522. El aumento del sobreimpulso a 100 mV reducirá el retardo de propagación a 10 ns. Los tiempos de respuesta típicos para los comparadores 311, 522, y 710, y el amplificador operacional 301 son:

Comparador	Tiempo de respuesta para un sobreimpulso (ns) de 5 mV	Tiempo de respusta para un sobreimpulso (ns) de 20 mV
311[a]	170	100
522	17	15
710	40	20
301	>10,000	>10,000

[a] V^{++} = 5 V con una resistencia "pull up" de 500 Ω.



(a) Circuito de prueba para retardo de propagación



(b) El retardo de propagación es el intervalo transcurrido desde el inicio de un voltaje escalón de entrada y la elevación del voltaje de salida a 1.5 V (comparador NE522)

FIGURA 4-17 El retardo en la propagación se mide con el circuito de prueba en (a) y se define por las formas de onda en (b).

EJERCICIOS DE LABORATORIO

4-1. Construya el circuito de la figura 4-3 con R_1 = 10 kΩ y R_2 = 4.7 kΩ. Esto produce voltajes de umbral de ± 5 V. Si E_i es una onda triangular con una frecuencia de 100 Hz.

(a) Establezca un voltaje pico E_i de 1.0 V y observe que la salida del comparador *no* cambia. Esto muestra la operación en el intervalo de memoria.

(b) Aumente E_1 a 10 V pico. Trace la gráfica de E_i en función de t y la de V_o en función de t con ayuda de un osciloscopio de doble trazo. Después haga la gráfica de V_o en función de E_i a partir de la gráfica x-y del osciloscopio.

(c) Mida a partir de las gráficas V_{UT}, V_{LT}, V_H y póngales etiquetas.

4-2. Utilice el ejemplo de diseño 4-6 y la figura 4-9 para diseñar un circuito cuya salida se encuentra en + V_{sat} cuando E_i es mayor que 2.0 V y en V_{sat} cuando E_i sea menor que 0.5 V. Escoja R = 10 kΩ. Instale potenciómetros adecuados para nR y/o mR o ambos.

(a) Utilice una fuente de poder ajustable, de tipo laboratorio para E_i o un generador de funciones de impedancia baja.

(b) Observe V_o vs. E_i en un osciloscopio y experimente con los ajustes de mR y nR. Note que nR ajusta el voltaje de histéresis; mR ajusta el voltaje central.

Los circuitos de las figuras 4-13 y 4-16 se prestan a interesantes estudios de laboratorio. Observe las formas de onda de E_i en función de t y de V_o en función de t en un osciloscopio de doble trazo. Es una experiencia muy útil para aprender a medir V_{UT} y V_{LT} a partir de estas gráficas. Identifique el valor de E_i para el que ocurren las transiciones de V_o.

PROBLEMAS

4-1. ¿Cómo reconoce que la retroalimentación positiva está presente en el esquema de un circuito de un amplificador operacional?

4-2. En la figura P4-2, R_1 = 25 kΩ y R_2 =5 kΩ. Suponga, para simplificar que ± V_{sat} = ± 15 V. Calcule (a) V_{UT}; (b) V_{LT}; (c) V_H.

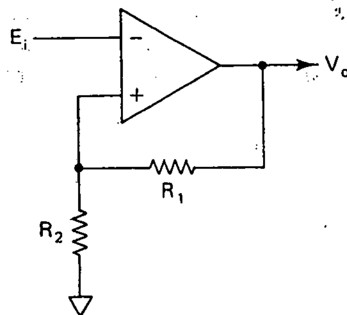


FIGURA P4-2

4-3. Para los valores dados en el problema 4-2, grafique (a) E_i en función de t; (b) V_o en función de t; (c) V_o en función de E_i. Sea E_i una onda triangular de 100 Hz con valores picos de ± 10 V.

4-4. Etiquete V_{UT}, V_{LT} y V_H en las gráficas del problema 4-3.

4-5. Con las formas de onda de E_i en función de t y de V_o contra t en la figura P4-5, identifique (a) la frecuencia de E_i; (b) la amplitud pico de E_i; (c) el valor de V_{UT}; (d) el valor de V_{LT}; (e) V_H.

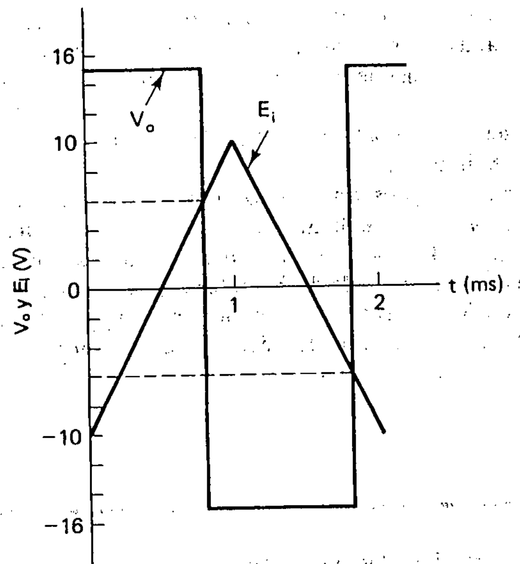


FIGURA P4-5

4-6. Use como guía la figura 4-7 y el ejemplo de diseño 4-4. Diseñe un detector no inversor de nivel de voltaje, con $V_{UT} = 2.0$ V y $V_{LT} = 0.5$ V.

4-7. Para ver cómo se manejan los voltajes negativos de umbral, rediseñe el detector de nivel de voltaje del problema 4-6 para $V_{UT} = -0.5$ V y $V_{LT} = -2.0$ V. (Nótese que $V_H = +1.5$ V en ambos problemas.)

4-8. Consulte a manera de guía la figura 4-8 y el ejemplo de diseño 4-5. Diseñe un circuito **(a)** cuya salida esté en (+) V_{sat} cuando su entrada esté *por abajo* de V_{LT} = 0.5 V, **(b)** cuya salida esté en (–) V_{sat} cuando su entrada esté arriba de V_{UT} = 2.0 V.

4-9. Rediseñe el circuito de la figura 4-9 para $V_{UT} = 2.0$ V y $V_{LT} = 0.5$ V (véase el ejemplo de diseño 4-6).

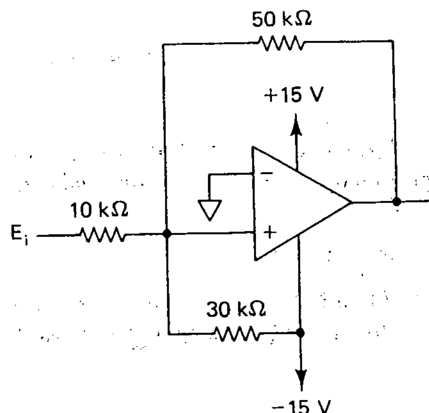


FIGURA P4-10

4-10. Para el circuito de la figura P4-10 calcule (a) V_{ctr}; (b) V_H; (c) V_{UT}; (d) V_{LT}. Suponga que $\pm V_{sat} = \pm 15$ V.

4-11. Si E_i está aterrizado en la figura 4-14, calcule V_o.

4-12. Consulte el circuito 311 de la figura 4-14. La terminal de habilitación está cableada a +15 V. Calcule el valor de V_o cuando (a) $E_i = 1$ V; (b) $E_i = -1$ V.

4-13. Repita el problema 4-12 pero con la terminal de habilitación conectada a tierra a través de la resistencia de 10 kΩ.

4-14. Diseñe un circuito detector de ventana cuya salida sea alta cuando el voltaje de entrada se encuentre entre +2 y +0.5 V.

4-15. ¿Qué comparador tiene un tiempo de respuesta más rápido, el 311 o el 301?

CAPITULO 5

Algunas aplicaciones de los amplificadores operacionales

OBJETIVOS DE APRENDIZAJE

Después de terminar este capítulo sobre algunas aplicaciones el estudiante debe ser capaz de:

- Apreciar como los amplificadores operacionales junto con unos cuantos componentes pueden ser una solución económica para varias aplicaciones.
- Construir un voltímetro universal de alta resistencia.
- Probar diodos, LED, IRED y diodos zener de bajo voltaje con una corriente constante.
- Dibujar un circuito que interconecta una teleimpresora con una microcomputadora.
- Medir la alimentación recibida por una celda solar, un fotodiodo o un fotorresistor.

- Explicar cómo medir energía solar.
- Cambiar el ángulo de fase de una onda senoidal de frecuencia fija en una cantidad precisa e independiente de su amplitud.
- Explicar los problemas afrontados durante el proceso de grabación magnética y cómo se resuelven con un circuito ecualizador construido con un amplificador operacional.
- Hacer el diagrama de un circuito de control de tono.
- Mostrar cómo construir un termómetro Celsius o Fahrenheit con un transductor de temperatura AD590 y un convertidor de corriente a voltaje.

5-0 INTRODUCCION

¿Porqué el amplificador operacional es un dispositivo tan popular? En este capítulo se intenta responder esa pregunta mediante la presentación de una selección amplia de aplicaciones que se seleccionaron para mostrar que el amplificador operacional puede comportarse como un dispositivo muy próximo al ideal. Además, la diversidad de operaciones que puede realizar es casi ilimitada. De hecho, las aplicaciones que en forma normal son muy difíciles, como medir corrientes de corto circuito, se vuelven simples al utilizar el amplificador operacional. Junto con unas cuantos resistencias y la fuente de alimentación, el amplificador operacional, puede por ejemplo, medir la salida de fotodetectores, dar control de tono de audio, ecualizar tonos de diferentes amplitudes, controlar altas corrientes, e igualar las características de otros dispositivos semiconductores; se principiará con la selección de un circuito con amplificador operacional para construir un voltímetro de alta resistencia para ca y cd.

5-1 VOLTIMETRO DE CD DE ALTA RESISTENCIA

5-1.1 Circuito básico de medición de voltaje

En la figura 5-1 se muestra un voltímetro de cd de alta resistencia de entrada, simple; pero, muy efectivo. El voltaje que va a medirse, E_i, se aplica a la terminal de entrada (+). Ya que el voltaje diferencial de entrada es 0 V, E_i se desarrolla a través de R_i. La corriente del medidor I_m se establece por E_i y R_i precisamente como en el amplificador no inversor.

$$I_m = \frac{E_i}{R_i} \tag{5-1}$$

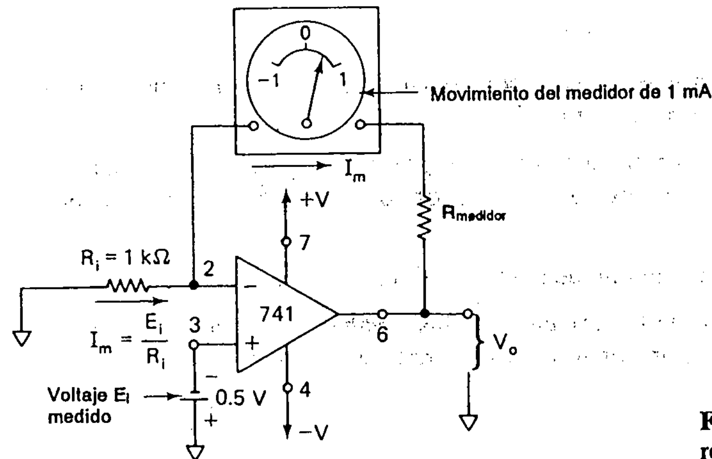


FIGURA 5-1 Voltímetro cd de alta resistencia de entrada.

Si R_i es 1 Ωk , entonces 1 mA de corriente del medidor fluirá para que E_i = 1 V cd. Por tanto, el miliamperímetro puede calibrarse directamente en volts. Como se muestra, este circuito puede medir cualquier voltaje de cd desde −1 V a + 1 V.

Ejemplo 5-1
Encuéntre I_m en la figura 5-1.

Solución De la ecuación (5-1), I_m = 0.5 V/1 Ωk = 0.5 mA. La aguja se mueve a la mitad entre 0 y + 1 mA.

Una ventaja de la figura 5-1 es que E_i ve la impedancia de entrada muy alta de la entrada (+). Ya que la entrada (+) toma una corriente despreciable, no cargará ni cambiará el voltaje que se esta midiendo. Otra ventaja de colocar el medidor en el circuito de retroalimentación es que si la resistencia del medidor varía, no tendrá efecto en el medidor de corriente. Incluso si se añade una resistencia en serie con el medidor, en el circuito de retroalimentación no afectará a I_m . La razón es que I_m está fija sólo por E_i y R_i. El voltaje de salida cambiará si la resistencia en el medidor se modifica, pero, en este circuito no hay por qué preocuparse de V_o. Este circuito en ocasiones se denomina convertidor de *voltaje a corriente*.

5-1.2 Cambio de escala en el voltímetro

Dado que, el voltaje de entrada en la figura 5-1 debe ser menor que los voltajes de la fuente de alimentación (± 15 V), un límite máximo conveniente a imponer en E_i es ± 10 V. El modo más simple de convertir la figura 5-1 de un voltímetro de ± 1 V en uno de ± 10 V es cambiar R_i a 10 kΩ. En otras palabras, elegir R_i de

modo que el voltaje de entrada a escala completa E_{FS} sea igual a R_i veces la corriente del medidor a plena escala I_{FS} o

$$R_i = \frac{E_{FS}}{I_{FS}} \tag{5-2}$$

Ejemplo 5-2

Un microamperímetro con $50\ \mu A = I_{FS}$ se utiliza en la figura 5-1. Calcule R_i para $E_{FS} = 5$ V.

Solución Por la ecuación (5-2), $R_i = 5\ V/50\ \mu A = 100\ k\Omega$.

Para medir voltajes de entradas mayores use un circuito divisor de voltaje. La salida del divisor se aplica a la entrada (+).

5-2 VOLTIMETRO UNIVERSAL DE ALTA RESISTENCIA

5-2.1 Operación del circuito

El convertidor de voltaje a corriente de la figura 5-2 puede utilizarse como un voltímetro universal. Esto es, puede emplearse para medir voltajes de cd positivo o negativo o valores eficaces, pico o de pico a pico (p-p) de una *onda senoidal.* Para cambiar de un tipo de voltímetro a otro, sólo es necesario cambiar una resistencia. El voltaje que va a medirse, E_i, se aplica a la entrada (+) del amplificador operacional. Por tanto, el circuito medidor tiene alta resistencia de entrada.

Cuando E_i es positivo, la corriente fluye a través del sistema móvil del medidor y de los diodos D_3 y D_4. Cuando E_i es negativo, la corriente fluye en la *misma* dirección a través del medidor de los diodos D_1 y D_2. Así la corriente del medidor es la misma ya sea que E_i sea positivo o negativo.

El movimiento del medidor de cd mide el valor *promedio* de la corriente. Suponga que el movimiento básico del medidor está ajustado para dar una desviación a plena escala cuando conduce una corriente de 50 μA. El circuito del voltímetro que incluye el movimiento básico del medidor es para indicar a escala completa cuando E_i es una onda senoidal con un voltaje pico de 5 V. La carátula del medidor debe calibrarse linealmente de 0 V a + 5 V en lugar de 0 a 50 μA. El *circuito* del medidor entonces puede denominarse *voltímetro de lectura de pico* (sólo para ondas senoidales) con una desviación a escala completa para $E_{ip} = 5$ V. En la siguiente sección se muestra lo fácil que es diseñar un voltímetro universal.

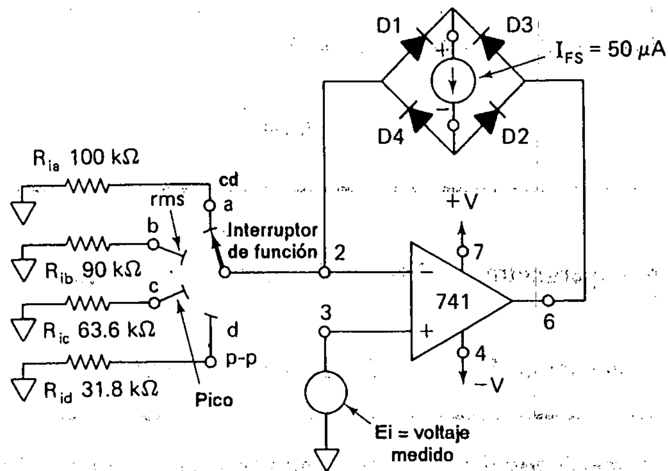


FIGURA 5-2 Circuíto de voltímetro universal de alta resistencia básica. El significado de la deflexión de un medidor de escala total depende de la posición del interruptor de función como se explica a continuación: 5 V cd en la posición *a*, 5 V ca rms en la posición *b*, 5 V de ca pico en la posición *c*, y 5 V ca p-p en la posición *d*.

5-2.2 Procedimiento de diseño

El procedimiento de diseño es como sigue: Calcule R_i de acuerdo con la aplicación de una de las siguientes ecuaciones:

1. Voltímetro cd:

$$R_i = \frac{\text{escala completa } E_{cd}}{I_{FS}} \tag{5-3a}$$

2. Voltímetro rms de ca (onda senoidal solamente):

$$R_i = 0.90\,\frac{\text{escala completa } E_{rms}}{I_{FS}} \tag{5-3b}$$

3. Voltímetro de lectura pico (onda senoidal solamente):

$$R_i = 0.636\,\frac{\text{escala completa } E_{pico}}{I_{FS}} \tag{5-3c}$$

4. Voltímetro de ca de pico a pico (onda senoidal solamente):

$$R_i = 0.318\,\frac{\text{escala completa } E_{p/p}}{I_{FS}} \tag{5-3d}$$

donde I_{FS} es la corriente a escala completa del medidor dada en amperes. El procedimiento de diseño se ilustra con un ejemplo.

Ejemplo de diseño 5-3

Un sistema móvil de medidor (tal como el Simpson 260) está ajustado en 50 μA para una desviación a escala completa (con una resistencia de medidor de 5 kΩ). Diseñe un arreglo simple de interruptores y seleccione las resistencias para indicar una desviación a escala completa cuando el voltaje que va a medirse es (a) 5 V cd; (b) 5 V rms; (c) 5 V pico; (d) 5 V p-p.

Procedimiento de diseño Mediante las ecuaciones (5-3a) hasta la (5-3d):

(a) $R_{ia} = \frac{5\text{ V}}{50\ \mu\text{A}} = 100\text{ k}\Omega$ (b) $R_{ib} = 0.9\frac{5\text{ V}}{50\ \mu\text{A}} = 90\text{ k}\Omega$

(c) $R_{ic} = 0.636\frac{5\text{ V}}{50\ \mu\text{A}} = 63.6\text{ k}\Omega$ (d) $R_{id} = 0.318\frac{5\text{ V}}{50\ \mu\text{A}} = 31.8\text{ k}\Omega$

El circuito resultante se muestra en la figura 5-2.

Debe hacerse notar que ni la resistencia del medidor, ni la caída de voltaje en los diodos afectan la corriente de éste. Sólo R_i y E_i determinan la corriente promedio o de cd de dicho medidor.

5-3 CONVERTIDORES DE VOLTAJE A CORRIENTE: CARGAS FLOTANTES

5-3.1 Control de voltaje de la corriente de carga

En las secciones 5-1 y 5-2 no sólo aprendimos cómo hacer un voltímetro sino además que la corriente en el circuito de retroalimentación depende del voltaje de entrada y de R_i. Hay aplicaciones en las que se necesita pasar una corriente constante a través de una carga y mantenerla así, a pesar de cualquier cambio en la resistencia de carga o en el voltaje de ésta. Si la carga no tiene que ponerse a tierra, simplemente se coloca en el circuito de retroalimentación y se controlan ambas corrientes de entrada y de carga por el principio desarrollado en la sección 5-1.

5-3.2 Probador de diodo zener

Supóngase que tiene que probarse el voltaje de ruptura de un gran número de diodos zener a una corriente de 5 mA. Si se conecta el zener al circuito de retroalimentación como en la figura 5-3 (a), el circuito del voltímetro de la figura 5-1 se convierte en un probador de diodo zener. Es decir, E_i y R_i, establecen la

carga o corriente zener a un valor constante. E_i obliga a V_o a pasar a un valor negativo hasta el nivel de ruptura del zener y fija el voltaje zener en V_Z. R_i convierte E_i en corriente y como R_i y E_i son constantes, la corriente de carga será constante sin considerar el valor del voltaje zener. El voltaje zener de ruptura puede calcularse mediante V_o y E_i como $Vz = V_o - E_i$.

Ejemplo 5-4
En el circuito de la figura 5-3(a), $V_o = 10.3$ V, $E_i = 5$ V, y $R_i = 1$ kΩ. Encuentre (a) la corriente zener; (b) el voltaje zener.

Solución (a) Mediante la ecuación (3-1), $I = E_i/R_i$ o $I = 5$ V/1 kΩ = 5 mA. (b) A partir de la figura 5-3(a), vuelva a escribir la ecuación para V_o.

$$V_z = V_o - E_i = 10.3 \text{ V} - 5\text{V} = 5.3 \text{ V}$$

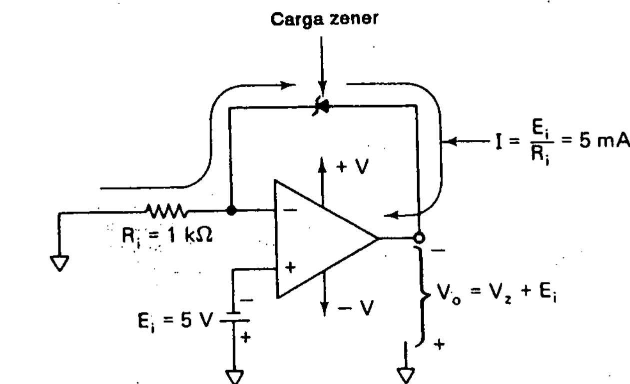
5-3.3 Probador de diodo

Suponga que se necesita seleccionar diodos de un lote de producción y encontrar pares con caídas de voltaje en un valor particular de corriente de diodo. Coloque el diodo en el circuito de retroalimentación como se muestra en la figura 5-3(b). E_i y R_i establecerán el valor de I. La entrada (–) toma una corriente despreciable, de modo que I pasa a través del diodo. En tanto E_i y R_i son constantes, la corriente a través del diodo I será constante en $I = E_i/R_i$. V_o será igual al voltaje de diodo por la misma razón que V_o era igual a V_{R_f} en el amplificador inversor (véase la sección 3-1).

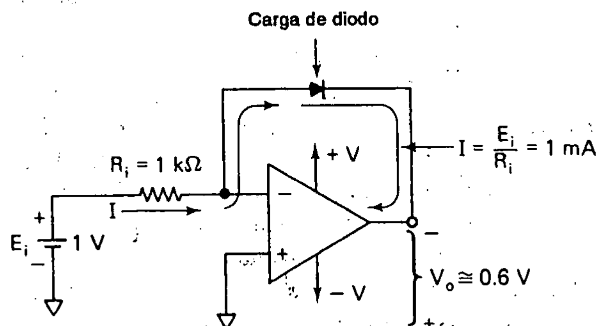
Ejemplo 5-5
$E_i = 1$ V, $R_i = 1$ kΩ, y $V_o = 0.6$ V en la figura 5-3(b). Encuentre (a) la corriente de diodo; (b) la caída de voltaje a través del diodo.

Solución (a) $I = E_i/R_i = 1$ V/1 kΩ = 1 mA. (b) $V_{diodo} = V_o = 0.6$ V.

Hay una desventaja en el circuito de la figura 5-3(b): E_i debe ser capaz de alimentar la corriente. Ambos circuitos en la figura 5-3 pueden proporcionar corrientes sólo hasta 10 mA, debido a la limitación de corriente de salida del amplificador operacional. Pueden proporcionarse corrientes de carga más altas mediante la terminal de la fuente de alimentación y un transistor reforzador como se muestra en la figura 5-4.



(a) Corriente despreciable que se toma de E_i, corriente de carga proporcionada por el amplificador operacional



(b) La corriente de carga es igual a la corriente de entrada

FIGURA 5-3 Voltajes de carga con voltaje controlado con cargas en el lazo de retroalimentación.

5-4 PROBADOR DE DIODO EMISOR DE LUZ

El circuito de la figura 5-4 convierte E_i en una corriente de carga de 20 mA con base en los mismos principios expuestos en las secciones 5-1 a 5-3 para corrientes de carga más altas. Pero si se añade un transistor como en la figura 5-4, se proporciona corriente de carga mediante la alimentación de voltaje negativo. La terminal de salida del amplificador operacional sólo debe alimentar corriente de base, la cual es por lo común $\frac{1}{100}$ de la corriente de carga. El factor $\frac{1}{100}$ proviene de suponer que la beta del transistor es igual a 100. Puesto que el amplificador operacional puede alimentar una corriente de salida hasta de 5 mA dentro de la base del transistor, este circuito puede alimentarse a una corriente de carga máxima de 5 mA × 100 = 0.5 A.

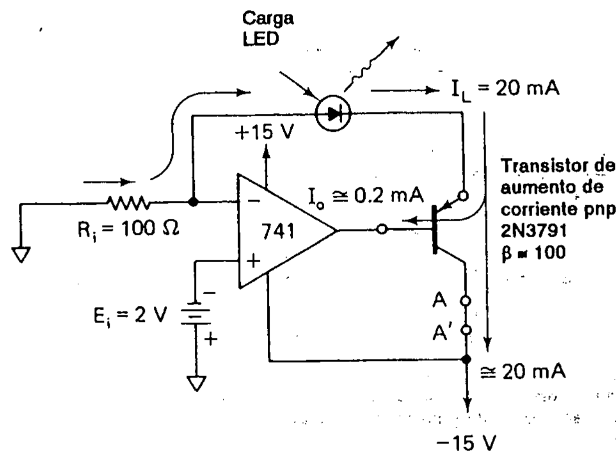


FIGURA 5-4 Convertidor de voltaje a corriente alta.

Un diodo emisor de luz tal como el MLED50 está especificado para que tenga una brillantez de 750 fL siempre que la corriente directa del diodo sea 20 mA. E_i y R_i establecerán la corriente de diodo I_L igual a E_i/R_i = 2 V/100 Ω = 20 mA. Ahora puede medirse la brillantez de los LED con facilidad, uno después de otro, para propósitos de prueba o de igualación, debido a que la corriente a través de cada diodo será exactamente 20 mA independientemente del voltaje directo en los LED.

Vale la pena observar que una carga de dos LED puede conectarse en serie con el circuito de retroalimentación y ambos pueden conducir 20 mA. La carga también puede conectarse en la figura 5-4 entre los puntos *AA'* (los cuales están en serie con el colector del transistor) y conducen cerca de 20 mA. Esto se debe a que las corrientes del colector y el emisor de un transistor son casi iguales. Una carga en el circuito de retroalimentación se denomina *carga flotante*. Si un extremo de la carga está puesto a tierra es una carga *puesta a tierra*. Para alimentar una corriente constante a una carga puesta a tierra debe seleccionarse otro tipo de circuito como se muestra en la sección 5-5.

5-5 ALIMENTACION DE CORRIENTE CONSTANTE A UNA CARGA CONECTADA A TIERRA

5-5.1 Convertidor de voltaje diferencial a corriente

El circuito de la figura 5-5 puede llamarse *convertidor de voltaje diferencial a corriente* debido a que la corriente de carga I_L depende de la *diferencia* entre los voltajes de entrada E_1 y E_2 y la resistencia R. I_L no depende de la resistencia de carga R_L, por tanto, si E_1 y E_2 son constantes, la carga conectada a tierra está alimentada por una corriente constante. La corriente de carga puede fluir en

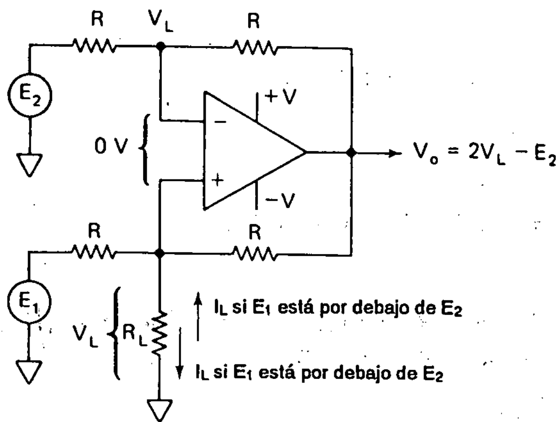


FIGURA 5-5 Convertidor de voltaje diferencial a corriente o fuente de corriente constante con carga a tierra.

cualquier dirección, de modo que este circuito podría ser fuente o consumidor de corriente.

La corriente de carga I_L está determinada por

$$I_L = \frac{E_1 - E_2}{R} \tag{5-4}$$

Un valor positivo de I_L significa que fluye hacia abajo en la figura 5-5 y V_L es positivo con respecto a tierra. Un valor negativo de I_L significa que V_L es negativo con respecto a tierra y la corriente fluye hacia arriba.

El voltaje de carga V_L (no I_L) depende de la resistencia de carga R_L por

$$V_L = I_L R_L \tag{5-5}$$

Para asegurar que el amplificador operacional no se sature, V_o debe conocerse y es posible calcularlo mediante

$$V_o = 2V_L - E_2 \tag{5-6}$$

La operación del circuito se ilustra en los siguientes ejemplos.

Ejemplo 5-6

En la figura 5-5, $R = 10\ \text{k}\Omega$, $E_2 = 0$, $R_L = 5\ \text{k}\Omega$, y $E_i = 5$ V. Encuentre (a) I_L; (b) V_L; (c) V_o.

Solución (a) A partir de la ecuación (5-4),

$$I_L = \frac{5\ \text{V} - 0}{10\ \text{k}\Omega} = 0.5\ \text{mA}$$

(b) Mediante la ecuación (5-5),

$$V_L = 0.5 \text{ mA} \times 5 \text{ k}\Omega = 2.5 \text{ V}$$

(c) Según la ecuación (5-6)

$$V_o = 2 \times 2.5 \text{ V} = 5 \text{ V}$$

Al invertir la polaridad de E_i se invierte I_L y la polaridad de V_o y V_L.

Ejemplo 5-7
En la figura 5-5, $R = 10$ kΩ, $E_2 = 5$ V, $R_L = 5$ kΩ, y $E_1 = 0$. Encuentre (a) I_L; (b) V_L; (c) V_o. Compare este ejemplo con el ejemplo 5-6.

Solución (a) Por medio de la ecuación (5-4),

$$I_L = \frac{0 - 5 \text{ V}}{10 \text{ k}\Omega} = -0.5 \text{ mA}$$

(b) Según la ecuación (5-5)

$$V_L = -0.5 \text{ mA} \times 5 \text{ k}\Omega = -2.5 \text{ V}$$

(c) A partir de la ecuación (5-6)

$$V_o = 2(-2.5 \text{ V}) - 5 \text{ V} = -10 \text{ V}$$

Nota: Del ejemplo 5-6 V_L e I_L están invertidas en polaridad y dirección respectivamente. Si la polaridad de E_2 se invierte, I_L y V_L cambian de signo pero no de magnitud.

5-5.2 *Fuente de corriente constante alta con carga conectada a tierra*

En ciertas aplicaciones, como recubrimiento electrolítico, es deseable alimentar una corriente alta, de valor constante, a una carga conectada a tierra. El circuito de la figura 5-6 proporcionará corrientes constantes arriba de 550 mA siempre que el transistor disponga de un disipador de calor apropiado (arriba de 5 W) y una beta alta ($\beta > 100$). El circuito opera en la forma que sigue. El voltaje del diodo zener se aplica a un extremo de la resistencia de sensado R_S y a la entrada positiva del amplificador operacional. Dado que el voltaje diferencial de entrada es 0 V, el voltaje zener se desarrolla a través de R_S. Esta resistencia R_S y V_Z establecen la corriente en el emisor I_E constante a V_Z/R_S. La corrientes de emisor y colector de un transistor de junta bipolar son casi iguales. Ya que la corriente del colector es la corriente de carga I_L e $I_L \approx I_E$, la corriente de carga I_L está determinada por V_Z y R_S.

Si el amplificador operacional puede alimentar una corriente de base de más de 5 mA y si la beta del transistor es mayor de 100, entonces I_L puede exceder 5 mA

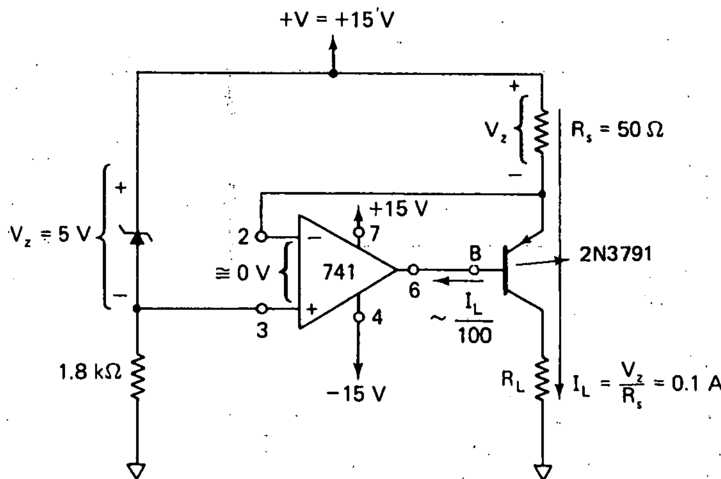


FIGURA 5-6 Fuente de alta corriente constante.

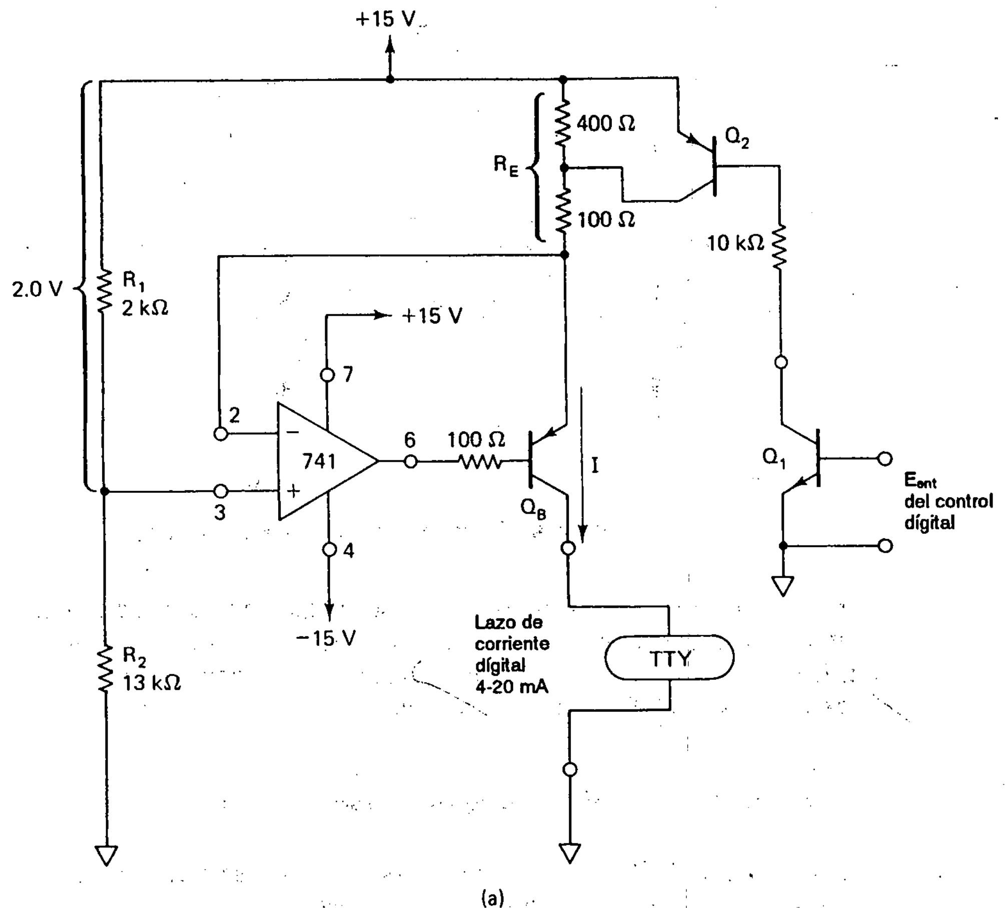
× 100 = 500 mA. El voltaje a través de la carga no debe exceder la diferencia entre el voltaje de alimentación y el voltaje zener; de otra manera, el transistor y el amplificador operacional llegarán a saturación. (Si ocurren oscilaciones agregue una resistencia de 100-Ω entre las terminales B y 6.)

5-5.3 Conexión de una microcomputadora a una teleimpresora

Un circuito digital TTL como un microprocesador o una microcomputadora se comunica con el mundo exterior en un lenguaje binario que tiene sólo dos símbolos, 0 y 1. Sus correspondientes voltajes eléctricos son bajo (< 0.8 V) y alto (> 2.4 V). Las teleimpresoras necesitan un tren serial de pulsos de corriente de 20 o de 4 mA, codificados para formar caracteres numéricos y alfabéticos susceptibles de ser entendidos por el ser humano. Un pulso con una corriente de 20 mA energiza un imán selector y un pulso de 4 mA libera el imán para que controle un mecanismo selector mecánico giratorio.

Cinco pulsos de corriente en secuencia dan $2^5 = 32$ posibles combinaciones de caracteres. En realidad se emplean 30 combinaciones para el alfabeto, el espacio, el punto, etc. La combinación trigésima primera hace descender la cabeza de impresión para imprimir códigos numéricos y otros caracteres especiales, como el signo (coma, punto, dos puntos, etc.). La combinación trigésima segunda levanta la cabeza de impresión para que imprima caracteres alfabéticos. La cabeza tiene un renglón superior de caracteres alfabéticos y uno inferior de caracteres numéricos.

Los principios de operación de un circuito que realizará la interfaz entre una microcomputadora y una teleimpresora se indican en la figura 5-7 y se analizan en la sección 5-5.4.



E_{ent}	Q_1	Q_2	I_{SAL}
Alta = 1	Encendido	Encendido	2 V/100 Ω = 20 mA
Baja = 0	Apagado	Apagado	2 V/500 Ω = 4 mA

(b)

FIGURA 5-7 Fuente de corriente de 4 a 20 mA controlada digitalmente.

5-5.4 Fuente de corriente 4 a 20 mA con control digital

En el circuito de la figura 5-7(a), los resistores R_1 y R_2 forman un divisor de voltaje sin carga. Puesto que E_d del amplificador operacional es cero volts, una caída de 2 V siempre aparece entre el riel positivo y el emisor del transistor de refuerzo de corriente Q_B. La operación del circuito se resume en la figura 5-7(b).

Si el resistor de 400-Ω *no* se cortocircuitea, la corriente que fluye por el resistor emisor R_E (y la corriente del colector o del lazo de corriente I) será igual a 2 V/500 Ω = 4 mA. Si la resistencia de 400 Ω es puenteada por Q_2, la corriente del circuito será igual a 2 V/100 Ω = mA.

La selección de 4 o 20 mA depende de E_{ent}. E_{ent} puede ser (1) un TTL o bien (otra familia lógica) una salida de un circuito de compuerta de colector abierto, (2) un puerto de salida de un microprocesador de CI único o de una microcomputadora o (3) un transistor bipolar de juntura discreto (Q_1). (En el caso de un circuito autosuficiente se agrega un resistor de 2.2 kΩ en serie con la base).

Cuando E_{in} es alto, Q_1 se satura e I_{CE1} es igual a 1.4 mA aproximadamente. La corriente del colector de Q_1 es la corriente base de Q_2 y Q_2 se satura. Cuando se satura Q_2, logra anular la resistencia de 400 Ω y fija la corriente del emisor de Q_B, con lo cual la corriente del lazo llega a 20 mA.

Cuando E_{ent} es bajo, Q_1 está en corte, lo cual a su vez interrumpe Q_2. Q_2 aparece entonces como un circuito abierto con resistencia de 400 Ω y la corriente del circuito, I, queda en 2 V/500 Ω = 4 mA. El voltaje normal de este circuito es 12 V. Se necesitan 12 V para V_{R1} más 1 V para evitar que Q_B llegue a saturarse [15 – (2 + 1) = 12 V].

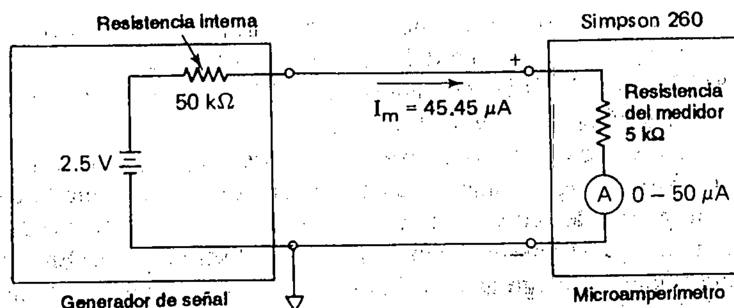
5-6 MEDICION DE CORRIENTE DE CORTO CIRCUITO Y CONVERSION DE CORRIENTE A VOLTAJE

5-6.1 Introducción

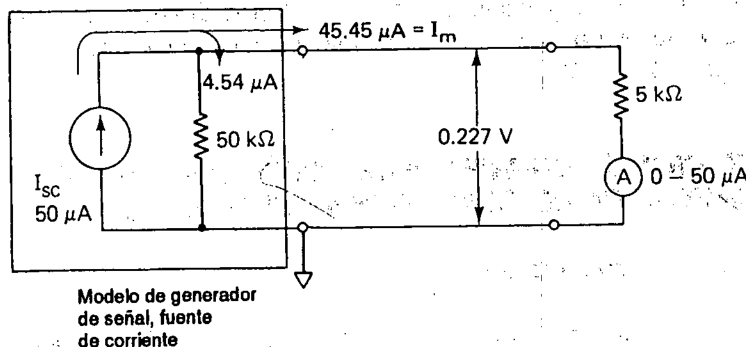
Los transductores como los fonocaptores fonográficos y las celdas solares convierten cierta cantidad física en señales eléctricas. Por motivos de comodidad, los transductores pueden modelarse con un generador de señal como en la figura 5-8(a). Con frecuencia es deseable medir la corriente máxima de salida en condiciones de cortocircuito; esto es, se coloca un cortocircuito a través de las terminales de salida y se mide la corriente a través del mismo. Esta técnica es adecuada para fuentes de señal con resistencias internas muy altas. Por ejemplo, en la figura 5-8(a), la corriente de cortocircuito, I_{SC} debe ser 2.5 V/50 kΩ = 50 µA. Sin embargo, al colocar un microamperímetro a través de las terminales de salida del generador, no hay cortocircuito, sino una resistencia de 5000 Ω. La indicación del medidor será

$$\frac{2.5\ \text{V}}{50\ \text{k}\Omega + 5\ \text{k}\Omega} \cong 45\ \mu\text{A}$$

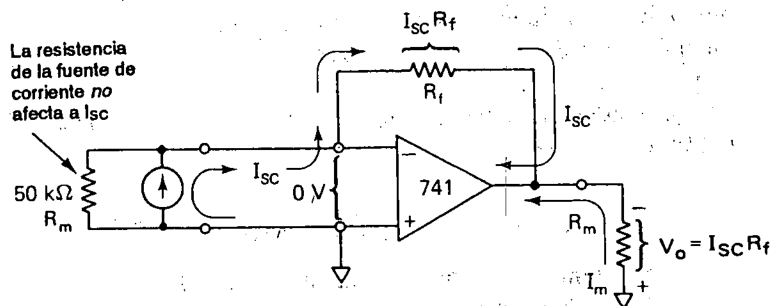
Las fuentes de alta resistencia se modelan mejor por un circuito Norton equivalente. Este modelo simplemente es la corriente en cortocircuito ideal, I_{SC}, en paralelo con su propia resistencia interna como en la figura 5-8(b). En esta figura se muestra como I_{SC} se reparte entre su resistencia interna y la resistencia del medidor. Para eliminar esta división se usará el amplificador operacional.



(a) La resistencia del amperímetro reduce la corriente de cortocircuito del generador de señal



(b) Modelo de fuente de corriente del generador de señal en (a)



(c) Convertidor de corriente a voltaje

FIGURA 5-8 Circuitos de medición de corriente.

5-6.2 Utilización del amplificador operacional para medir corriente de corto circuito

El circuito del amplificador operacional de la figura 5-8(c) coloca en forma efectiva un cortocircuito alrededor de la fuente de corriente. La entrada (–) está a tierra virtual debido a que el diferencial de voltaje en la entrada es casi 0 V. La fuente de corriente ve el potencial de tierra en ambas terminales o el equivalente de un cortocircuito. *Toda* la I_{SC} fluye a la entrada (–) y a través de R_f. R_f convierte I_{SC} en un voltaje de salida, revelando la naturaleza básica de este circuito que es un *convertidor de corriente a voltaje*.

Ejemplo 5-8

V_o mide 5 V en la figura 5-8(c) y R_f = 100 kΩ. Obtenga la corriente de cortocircuito I_{SC}.

Solución Mediante la figura 5-8(c)

$$I_{SC} = \frac{V_o}{R_f} = \frac{5 \text{ V}}{100 \text{ k}\Omega} = 50\ \mu\text{A}$$

La resistencia R_m es la resistencia del voltímetro o del osciloscopio. La corriente I_m necesaria para alimentar R_m proviene del amplificador operacional y no de I_{SC}.

5-7 MEDICION DE LA CORRIENTE DE FOTODETECTORES

5-7.1 Celda fotoconductora

Con el interruptor en la posición 1 en la figura 5-9, una celda fotoconductora, algunas veces denominada resistor sensible a la luz (LSR), se conecta en serie

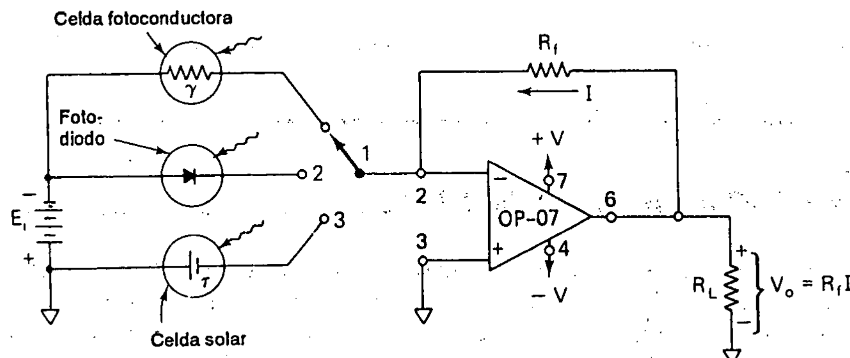


FIGURA 5-9 Empleo del amplificador operacional para medir la corriente de salida de fotodetectores.

con la entrada (–) y E_i. La resitencia de una celda fotoconductora es muy alta en la oscuridad y mucho más baja cuando se ilumina. El valor típico de su resistencia es mayor de 500 kΩ y su resistencia a la luz en sol brillante es aproximadamente 5 kΩ. Si E_i = 5 V, entonces la corriente a través de la celda fotoconductora, *I*, será 5 V/500 kΩ = 10 μA en la oscuridad y 5 V/5 kΩ = 1 mA a la luz del sol.

Ejemplo 5-9
En la figura 5-9 el interruptor está en la posición 1 y R_f = 10 kΩ. Si la corriente a través de la celda fotoconductora es 10 μA en la oscuridad y 1 mA en la luz del sol, encuentre V_o para (a) la condición de oscuridad; (b) la condición de luz.

Solución A partir de la figura 5-9 $V_o = R_f I$. V_o = 10 kΩ – 10 μA = 0.1 V; (b) V_o = 10 kΩ × 1 mA = 10 V. Así, el circuito de la figura 5-9 convierte la corriente de salida de la celda fotoconductora en un voltaje de salida (un convertidor de corriente a voltaje).

5-7.2 Fotodiodo

Cuando el interruptor está en la posición 2 en la figura 5-9, E_i está en un extremo del fotodiodo y la tierra virtual en el otro. El fotodiodo tiene polarización inversa como debe ser para operación normal. En la oscuridad, el fotodiodo conduce una pequeña corriente de fuga del orden de nanoamperes. Pero según la energía radiante que incida en el diodo, conducirá 50 μA o más. Por tanto, la corriente *I* depende sólo de la energía que incide en el fotodiodo y no de E_i. Esta corriente se convierte en un voltaje por R_f.

Ejemplo 5-10
Con el intrerruptor en la posición 2 en la figura 5-9 y R_f = 100 kΩ, V_o cambia conforme la luz varía la corriente del fotodiodo desde (a) 1 μA a (b) 50 μA.

Solución Mediante $V_o = R_f I_L$, (a) V_o = 100 kΩ × 1 μA = 0.1 V; (b) V_o = 100 kΩ × 50 μA = 5.0 V.

5-8 AMPLIFICADOR DE CORRIENTE

Las fuentes de señal con características de alta resistencia se explicaron en la sección 5-6.1. No tiene caso convertir una corriente en otra igual; pero, un circuito que convierte una corriente pequeña en una más grande puede ser muy útil. El circuito de la figura 5-10 es un multiplicador o amplificador de corriente (en forma

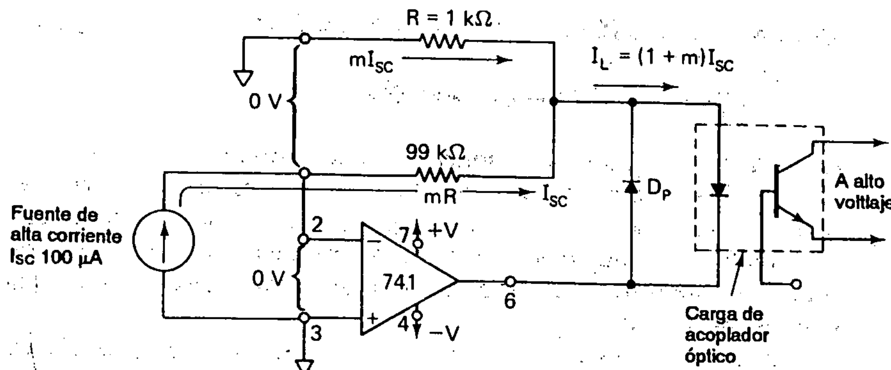


FIGURA 5-10 Amplificador de corriente con carga de acoplador óptico.

técnica, un convertidor de corriente en corriente). La señal I_{SC} de corriente de la fuente está cortocircuitada por las terminales de entrada del amplificador operacional. Toda la I_{SC} fluye a través de la resistencia mR y el voltaje que lo cruza es mRI_{SC}. (La resistencia mR es una resistencia multiplicada y m el multiplicador.) Puesto que R y mR están en paralelo, el voltaje a través de R es también mRI_{SC}. Por tanto, la corriente a través de R debe ser mI_{SC}. Ambas corrientes se suman para formar la corriente de carga I_L. I_L es una versión amplificada de I_{SC} y se encuentra en forma simple mediante

$$I_L = (1 + m)I_{SC} \tag{5-7}$$

Ejemplo de análisis 5-11

En la figura 5-10, $R = 1\ \text{k}\Omega$ y $mR = 99\ \text{k}\Omega$. Por tanto, $m = 99\ \text{k}\Omega/1\ \text{k}\Omega = 99$. Encuentre la corriente I_L a través del diodo emisor del acoplamiento óptico.

Solución De la ecuación (5-7), $I_L = (1 + 99)\,(10\ \mu\text{A}) = 1.0\ \text{mA}$.

Es importante observar que la carga no determina la corriente de carga. Sólo el multiplicador m y I_{SC} determinan la corriente de carga. Para una ganancia de corriente variable, mR y R pueden reemplazarse por un potenciómetro único de 100 kΩ. La terminal variable pasa al diodo emisor, un extremo a tierra y el otro a la entrada (–). El acoplador óptico aísla el circuito amplificador operacional de cualquier carga de alto voltaje. D_P es un diodo de silicio común que protege el diodo emisor contra polarización inversa.

5-9 MEDICIONES DE ENERGIA DE LA CELDA SOLAR

5-9.1 Introducción a los problemas

Una celda solar (que se denomina celda fotovoltaica) es un dispositivo que convierte la energía de la luz directamente en energía eléctrica. El mejor modo de registrar la cantidad de energía recibida por la celda es medir su corriente de cortocircuito. Por ejemplo, un tipo de celda solar da una corriente de corto circuito I_{SC} que varía de 0 a 0.5 A conforme la luz solar varía desde la oscuridad total a la máxima brillantez.

Uno de los problemas que enfrentan los usuarios de estos dispositivos es convertir la corriente de salida de la celda solar de 0 a 0.5 A en voltaje de 0 a 10 V, de modo que su comportamiento puede monitorearse con un registrador de papel. Otro problema es medir $\frac{1}{2}$ A de corriente con un medidor de baja corriente (0 a 0.1 mA). Para resolver este problema, I_{SC} debe dividirse de modo que pueda medirse en el sitio con un medidor de bajo costo. El problema final es el valor de I_{SC} porque es demasiado grande para utilizarse con los circuitos con amplificador operacional estudiados en este capítulo.

5-9.2 Conversión de la corriente de cortocircuito de una celda solar a voltaje

El circuito de la figura 5-11 resuelve varios problemas. Primero, la celda solar ve la entrada (–) del amplificador operacional como tierra virtual. Por tanto puede

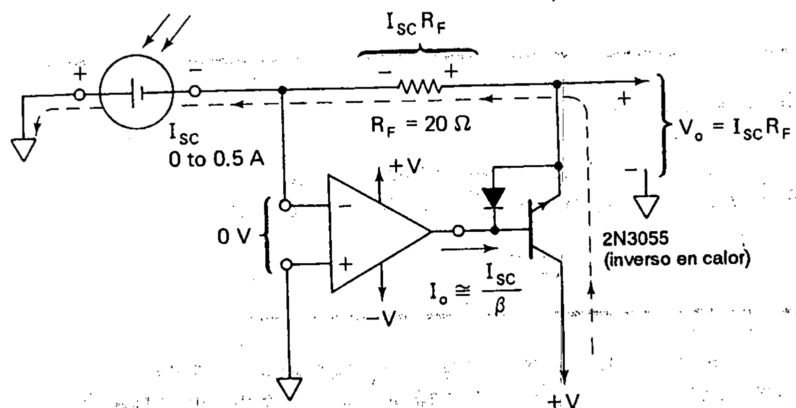


FIGURA 5-11 Este circuito obliga a la celda solar a producir una corriente de corto circuito I_{SC}. I_{SC} se convierte en voltaje a través de R_F. El transistor *npn* proporciona incremento de corriente. El diodo protege la unión emisora basa del 2N3055 contra polarización inversa excesiva accidental.

enviar su corriente de cortocircuito I_{SC}. Un segundo problema se resuelve cuando I_{SC} se convierte por R_f en el voltaje V_o. Para obtener una salida de 0 a 10 V para una entrada de 0 a 0.5 A, R_f debe tener un valor de

$$R_f = \frac{V_o \text{ (escala completa)}}{I_{SC} \text{ (max)}} = \frac{10 \text{ V}}{0.5 \text{ A}} = 20.0 \ \Omega$$

V_o debe aislarse con un seguidor de voltaje. La corriente de la celda solar de 0.5 A es demasiado grande para manejarse con un amplificador operacional. Este problema se resuelve al agregar un transistor *npn* de refuerzo de corriente.

La corriente de la celda solar fluye a través del emisor y colector del transistor de refuerzo hacia $+V$. La ganancia de corriente en el transistor debería ser mayor que $\beta = 100$ para asegurarse que el amplificador operacional no tiene que suministrar más de 0.5 A/100 = 5 mA, cuando I_{SC} = 0. 5 A.

5-9.3 Circuito divisor de corriente (convertidor de corriente a corriente)

Con una pequeña adición al circuito de la figura 5-11 se puede medir I_{SC} con un miliamperímetro de baja corriente. La resistencia dR_f divisora de corriente se

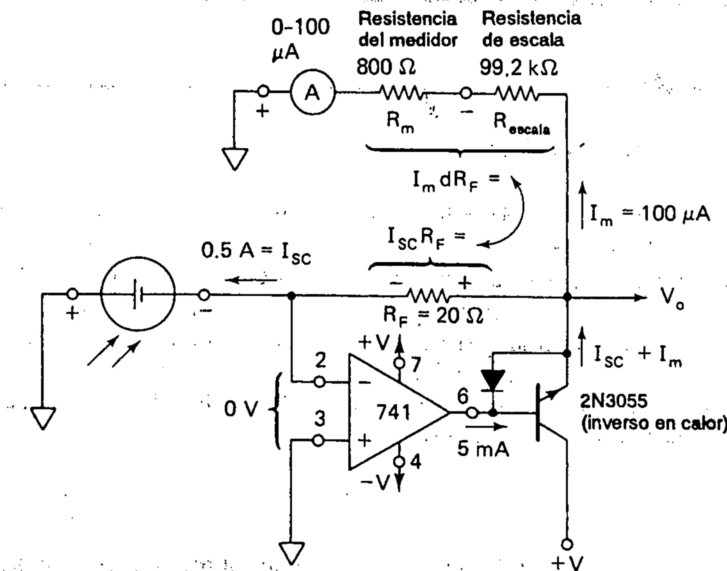


FIGURA 5-12 Convertidor de corriente a corriente. La división de la resistencia dR_f es igual a la suma de la resistencia del medidor R_m y la resistencia de escala R_{escala}. La corriente de cortocircuito I_{SC} = 0.5 A es convertida por d abajo de 100 μA para la medición del medidor de baja corriente.

muestra en la figura 5-12. La resistencia dR_f está compuesta por la resistencia del medidor R_m más la resistencia de escala R_{escala}.

La corriente de cortocircuito desarrolla una caída de voltaje a través de R_f igual a V_o, que también es igual al voltaje a través de la resistencia dR_f. Por tanto, el divisor de corriente puede encontrarse igualando la corriente de voltaje a través de dR_f y R_f.

$$V_o = I_{SC} R_f = I_m dR_f \qquad \textbf{(5-8a)}$$

por lo que

$$d = \frac{I_{SC}}{I_m} \qquad \textbf{(5-8b)}$$

Ejemplo 5-12

Si el medidor de la figura 5-12 va a indicar escala completa a $I_m = 100\ \mu A$ cuando $I_{SC} = 0.5$ A, encuentre las resistencias dR_f y R_{escala}.

Procedimiento de diseño De la ecuación (5-8b), $d = 0.5\ A/100\ \mu A = 5000$ y $dR_f = 5000 \times 20\ \Omega = 100\ k\Omega$. Entonces $R_{escala} = dR_f - R_m = 100\ k\Omega - 0.8\ k\Omega = 99.2\ k\Omega$.

5-10 DESFASADOR

5-10.1 Introducción

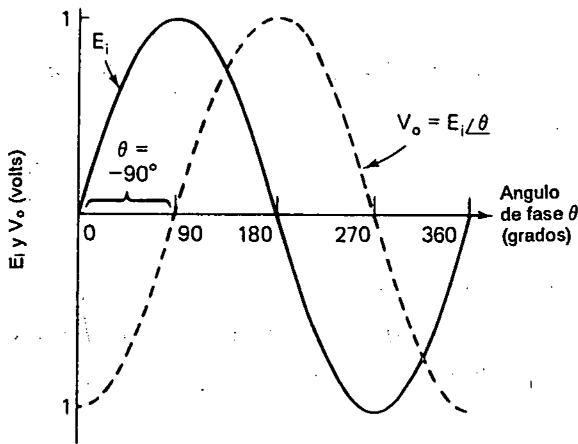
Un circuito ideal desfasador debe transmitir una onda sin cambiar su amplitud, pero cambiando su ángulo de fase en una cantidad preestablecida. Por ejemplo, una onda senoidal E_i con una frecuencia de 1 kHz y un valor de pico de 1 V es la entrada del desfasador en la figura 5-13(a). La salida V_o tiene la misma frecuencia y amplitud, pero atrasa E_i en 90°. Esto es, V_o pasa por 0 V, 90° *después* que E_i atraviesa 0 V. En forma matemática, V_o puede expresarse por $V_o = E_i \underline{/-90°}$. Una expresión general para el voltaje de salida del circuito desfasador de la figura 5-13(b) está dada por

$$V_o = E_i \underline{/-\theta} \qquad \textbf{(5-9)}$$

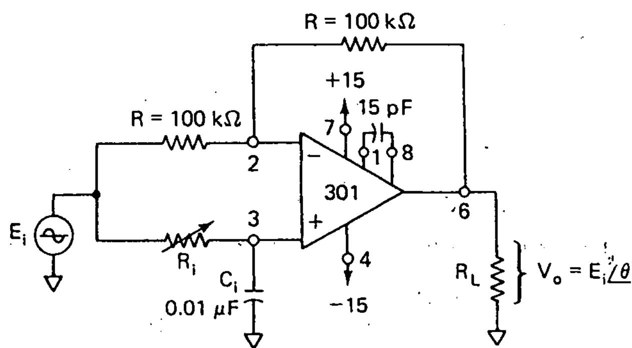
en donde θ es el ángulo de fase y se obtendrá mediante la ecuación (5-10a).

5-10.2 Circuito desfasador

Un amplificador operacional, tres resistencias y un capacitor es cuanto se requiere, como se muestra en la figura 5-13(b), para hacer un excelente desfasador. Las



(a) Voltaje de entrada y salida para $\theta = -90°$



(b) Circuito variador de fase

FIGURA 5-13 Variador de fase.

resistencias R deben ser iguales y se puede utilizar cualquier valor desde 10 a 220 kΩ. El ángulo θ de fase sólo depende de R_i, C_i y la frecuencia f de E_i. La relación es

$$\theta = 2 \arctan 2\pi f R_i C_i \tag{5-10a}$$

donde θ está en grados, f en hertz, R en ohms, y C_i en farads. La ecuación (5-10a) es útil para obtener el ángulo de fase si se conocen f, R_i y C_i. Si el ángulo de fase deseada se conoce, elija un valor para C_i y R_i.

$$R_i = \frac{\tan(\theta/2)}{2\pi f C_i} \tag{5-10b}$$

Ejemplo de diseño 5-13
Obtenga R_i en la figura5-13(b) de modo que V_o se atrase con respecto a E_i por 90°. La frecuencia de E_i es 1 kHz.

Procedimiento de diseño Ya que $\theta = 90°$, tan (90°/2) = tan (45°) = 1; a partir de la ecuación (5-10b),

$$R_i = \frac{1}{2\pi \times 1000 \times 0.01 \times 10^{-6}} = 15.9\ \text{k}\Omega$$

Con $R_i = 15.9$ kΩ, V_o tendrá el ángulo de fase que se muestra en la figura 5-13(a). Esta forma de onda es una onda cosenoidal negativa.

Ejemplo de análisis 5-14
Si $R_i = 100$ kΩ en la figura 5-13(b), encuentre el ángulo de fase θ.

Solución Por medio de la ecuación (5-10a)

$$\theta = 2 \arctan (2\pi)(1 \times 10^3)(100 \times 10^3)(0.01 \times 10^{-6})$$
$$= 2 \arctan 6.28$$
$$= 2 \times 81° = 162° \quad \text{y} \quad V_o = E_i \angle -162°$$

Puede mostrarse mediante la ecuación (5-10a) que $\theta = -90°$ cuando R_i iguala la reactancia de C_i, o $1/(2\pi f C_i)$. Conforme R_i varía desde 1 kΩ a 100 kΩ, θ varía desde aproximadamente – 12 hasta – 168°. Por tanto, el desviador de fase puede modificar ángulos de fase sobre un rango que se aproxima a 180° . Si R_i y C_i se intercambian en la figura 5-12(b), el ángulo de fase es positivo y el circuito se transforma en un desviador de ángulo de fase adelantado. La magnitud de θ se encuentra mediante la ecuación (5-10a), pero la salida está dada por

$$V_o = E_i \angle 180° - \theta$$

5-11 PROCESO DE GRABACION A VELOCIDAD CONSTANTE

5-11.1 Introducción a los problemas de corte de discos

El proceso de grabar datos o música en un disco se lleva a cabo con una aguja de corte calentada en forma de cincel que vibra de lado a lado (lateralmente) en el surco del disco. Cada surco tiene un ancho aproximado de 1 mil (0.001 in). La aguja cortadora se hace vibrar con transductores electromecánicos que están

activados por los campos magnéticos producidos por una bobina impulsora retroalimentada. La combinación de la aguja, el transductor y la bobina se denomina cabeza cortadora.

Si la *amplitud* de la corriente de señal en la entrada se mantiene *constante,* la aguja corta lateralmente a velocidad constante. Cuando la frecuencia de la señal de entrada varía, la velocidad de corte o *velocidad* lateral de la aguja permanece *constante, siempre que la amplitud de la señal de entrada se mantenga constante.* Este tipo de proceso de grabación se conoce como *grabación a velocidad constante.*

5-11.2 Modulación del surco con grabación a velocidad constante

La modulación del surco se define como la distancia lateral de corte de pico a pico y sólo depende de la amplitud de la señal de entrada, *no* de su frecuencia. Por desgracia, éste no es el caso para la grabación a velocidad constante, como se muestra en la figura 5-14.

Si la amplitud de la señal de entrada se mantiene constante a 10 mV, la velocidad lateral del cortador V será de 2 in/s. La distancia d lateral de p-p entonces puede encontrarse mediante

$$d = \frac{V}{2f} \tag{5-11}$$

donde f es la frecuencia de la señal en hertz. El problema que resulta, debido a que la modulación del surco depende de la frecuencia de la señal, se aclara con el ejemplo que sigue.

Ejemplo 5-15

Obtenga la distancia lateral del corte de pico a pico para señales de (a) 1000 Hz de referencia; (b) 10,000 Hz. Suponga que la señal de entrada es 10 mV y que la velocidad de la aguja es 2 in/s.

Solución (a) A partir de la ecuación (5-11),

$$d = \frac{2 \text{ in./s}}{2f} \times \frac{1 \text{ (s)}}{(2)1000 \text{ (ciclos)}} = 1 \text{ mil}$$

(b) Mediante la ecuación (5-11),

$$d = \frac{2 \text{ in./s}}{2f} \times \frac{1 \text{ (s)}}{(2)10{,}000 \text{ (ciclos)}} = 0.1 \text{ mil}$$

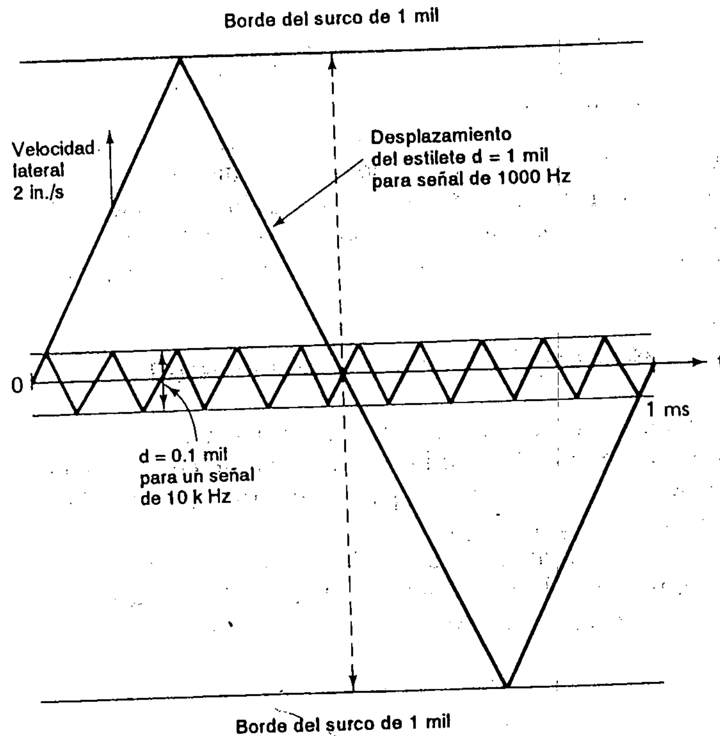


FIGURA 5-14 Si la amplitud de señal se mantiene constante a través de una cabeza de corte, el proceso de registro a alta velocidad resultante se corta a frecuencias bajas. Los cortes más pequeños a frecuencias más altas se hacen indistinguibles del registro de ruido debido a las imperfecciones de superficie.

5-11.3 Ruido y sobrecorte de grabación

En la figura 5-14 se muestran las trayectorias de corte de la aguja, para ambas señales de 1 y 10 kHz en un periodo de 1 ms para un voltaje constante de entrada de 10 mV. Puede llegarse a dos conclusiones mediante esta figura. Primero, todas las frecuencias abajo de 1 kHz causarán sobrecorte en los surcos adyacentes. Segundo, la distancia lateral de corte disminuye conforme se aumenta la frecuencia, de modo que con el tiempo la modulación en el surco no se distinguirá de las imperfecciones de la superficie.

Suponga que la amplitud de la señal de grabación se aumenta a 100 mV, lo que significa un tono más intenso. Esto provocaría un velocidad de corte de 20 in/s. Como se ilustra en la figura 5-15, esto resultaría en cortar 10 surcos a 1 kHz. El problema de la grabación con velocidad constante se resume en la figura 5-15. Muestra la falta de alcance dinámico para acomodar tonos intensos y débiles de frecuencias diferentes en un surco de 1 mil.

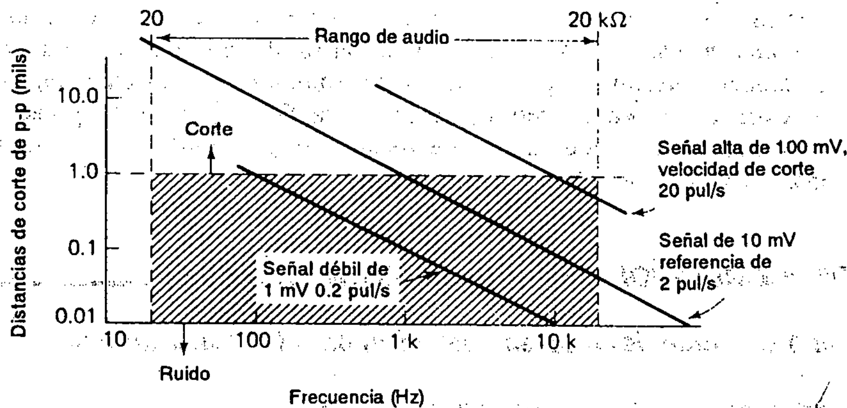
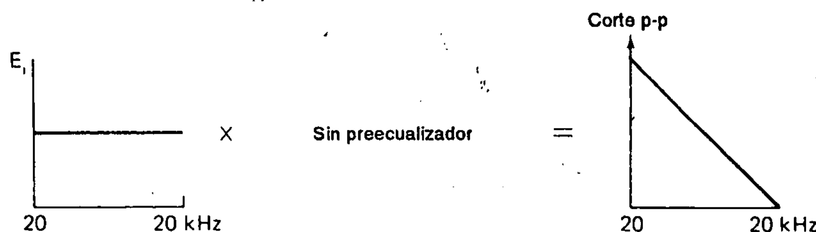


FIGURA 5-15 Niveles de proceso de registro a alta velocidad aceptables y las frecuencias entran en el área sombreada.

5-11.4 Solución a los problemas de ruido y sobrecorte en grabación

La solución a los problemas de ruido y frecuencia de sobrecorte es atenuar las señales de baja frecuencia y reforzar las señales de alta frecuencia aplicadas al



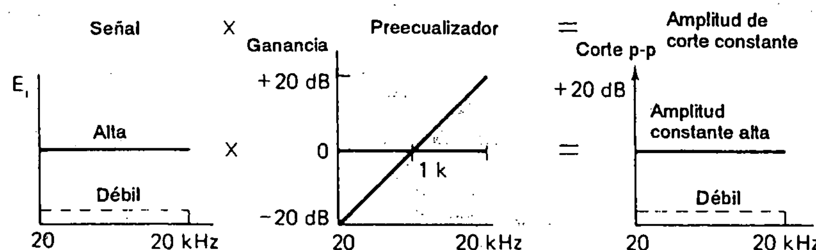


FIGURA 5-16 Cuando la señal a registrar se transmite a través de un preecualizador, la aguja proporciona un corte pico a pico que es independiente de la frecuencia de la señal y sólo depende de la amplitud de la señal.

cortador de grabación. El circuito que hace esto se denomina *preecualizador de grabación*. Para una señal de entrada, la salida causará que la aguja corte una distancia constante de pico a pico independiente de la frecuencia. El proceso se muestra en forma conceptual en la figura 5-16(b). Con un preecualizador, el alcance de volumen dinámico puede aproximarse a 40 dB o una distancia entre intenso y débil de 100:1.

5-12 REPRODUCCION DE LA GRABACION

5-12.1 Necesidad de ecualización para la reproducción

En la sección 5-11 se mostró que las cabezas de corte a velocidad constante pueden hacer cortes laterales cuya amplitud dependerá de la amplitud de la señal y no de la frecuencia de ésta *si* se instala un circuito *preecualizador*.

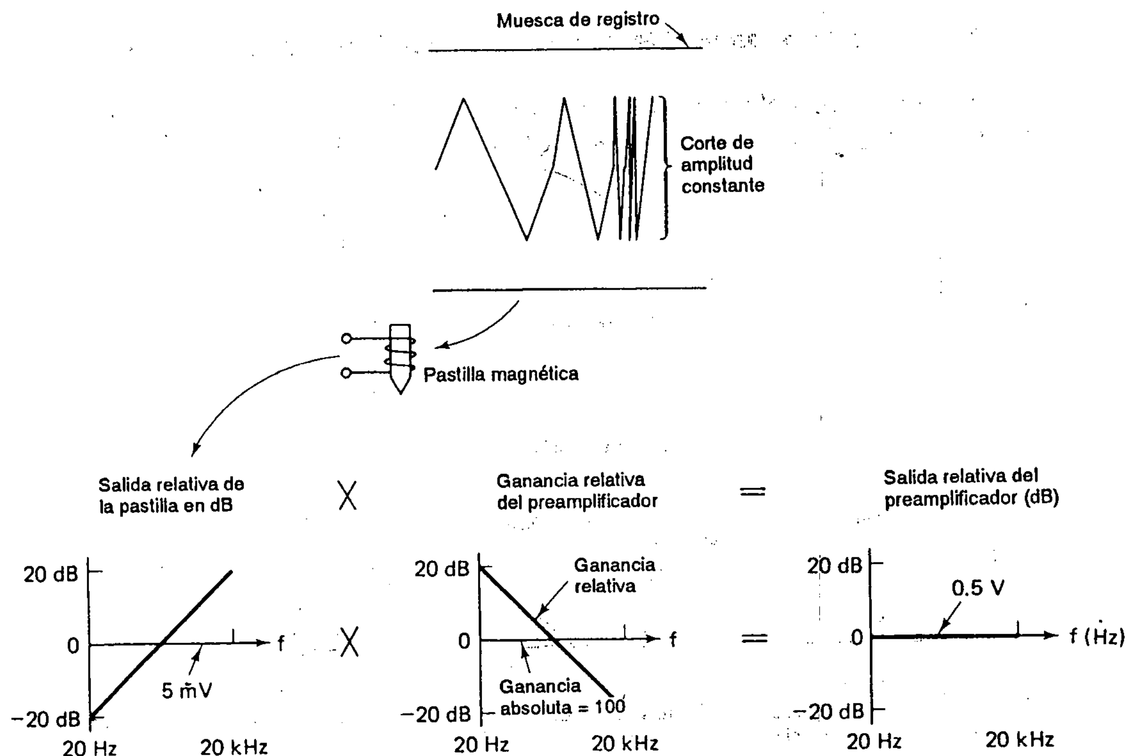


FIGURA 5-17 Cuando se aplica una modulación de muesca de frecuencia variable y amplitud constante a una pastilla magnética, su voltaje de salida aumenta junto con la frecuencia. La ganancia del ecualizador de reproducción disminuye aumentando la frecuencia y en consecuencia su salida es plana.

La aguja de un cartucho fonocaptor magnético mueve un imán dentro de una bobina. La salida de la bobina es proporcional al movimiento del imán. La aguja se moverá con más velocidad (lateralmente) para seguir la modulación del surco conforme se incrementa la frecuencia. Por tanto, el voltaje de salida del fonocaptor aumentará en forma directa con el aumento de la frecuencia para el mismo corte lateral de pico a pico (véase la figura 5-17).

Así, si el voltaje en la señal de salida está a 1 kHz precisamente a la derecha, la salida será progresivamente más baja a frecuencias más bajas y alta a frecuencias más altas. Esto significa que la salida del fonocaptor magnético deberá estar ecualizada en amplitud por un *ecualizador de reproducción.* El circuito que realiza la ecualización de amplitud se denomina *preamplificador* y sus ganancias aproximadas relativas y absolutas se muestran en la figura 5-17. Las bajas frecuencias se amplifican y las altas se atenúan. Por tanto, la salida del ecualizador da un voltaje proporcional a la amplitud del corte lateral en el surco y no en su frecuencia.

5-12.2 Niveles de voltaje de señal y ganancia en el preamplificador

El fonocaptor magnético típico produce 5 mV de salida para una velocidad de aguja de 5 cm/s. El preamplificador fonográfico también debe proporcionar diferentes ganancias a distintas frecuencias para elevar esta salida de 5 mV al rango de 0.2 hasta 0.5 V a todas las frecuencias para excitar un amplificador de audio. Las ganancias *aproximadas* y los niveles de señal típicos se muestran a continuación para una velocidad de 5 cm/s para una amplitud constante de corte a diferentes frecuencias.

Salida del fonocaptor (mV)	Ganancia del preamplificador		Salida del preamplificador (V)	Frecuencia (Hz)
	Absoluta	Relativa		
0.05	1000	+20 dB	0.5	20
5	100	0	0.5	1,000
50	10	−20 dB	0.5	20,000

5-12.3 Operación del circuito preamplificador de reproducción

La curva ideal de ecualización para reproducir dada por la RIAA (Record Industry Association of of America) se muestra en la figura 5-18(a) como una línea punteada. En la figura 5-18(b) se ilustra un circuito de bajo costo que lleva a cabo la ecualización. El RC4739 tiene dos amplificadores operacionales de bajo ruido en una pastilla. Están compensados internamente (véase el capítulo 10). (El μA 739 o el MC 1303 también pueden utilizarse como reemplazos terminal por terminal siempre que se instale compensación externa.) Un RC4739 puede ecua-

lizar ambos canales de un sistema estéreo. El primer número de cada terminal identifica el canal A del amplificador operacional y el segundo el canal B del mismo amplificador operacional.

La operación del circuito se analiza observando el papel que desempeña cada capacitor:

1. A frecuencia cero (cd), todos los capacitores son circuitos abiertos y la ganancia $V_o/E_i = +1$.

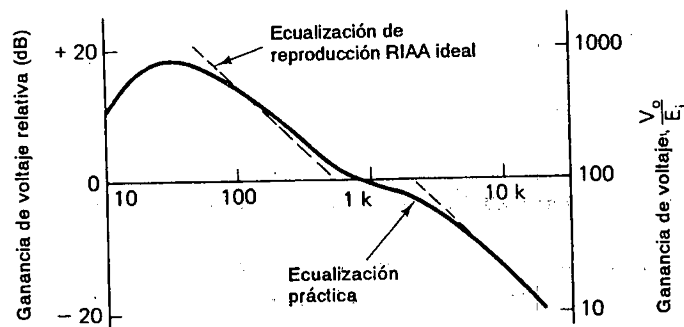
2. Conforme aumenta la frecuencia, la reactancia de C_1 comienza a disminuir alrededor de los 0.03 Hz y cerca de 26 Hz se vuelve despreciable. En este rango de baja frecuencia la ganancia aumenta de + 1 a un valor establecido por

$$A_{CL} = \frac{R_{F1} + R_i}{R_i} = 834$$

3. A 54 Hz la reactancia del capacitor C_2 comienza a disminuir hasta que a 580 Hz se vuelve despreciable (C_1 = en corto, C_3 abierto en este rango de frecuencia). Ahora R_{F1} está conectado en paralelo con R_{F2} para reducir la ganancia de 580 Hz a 77 más o menos.

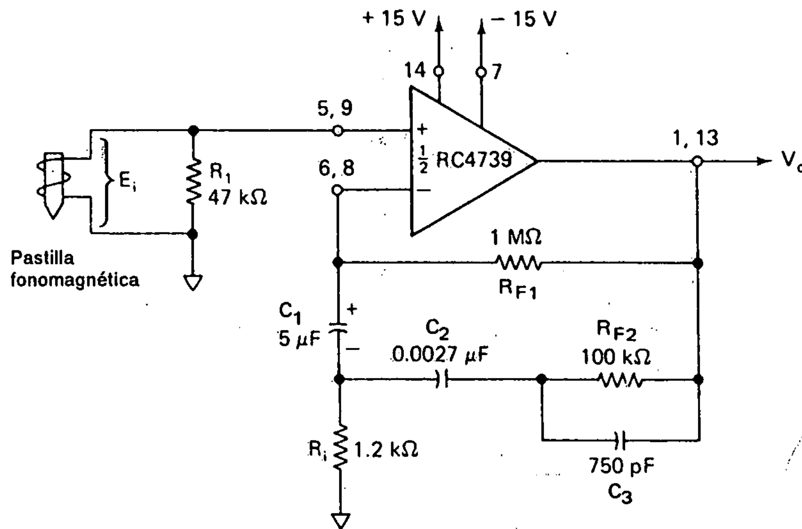
4. Cuando la frecuencia de E_i aumenta arriba de 2.3 kHz, C_3 comienza a "puentear" a R_{F2} y R_{F1}, reduciendo la ganancia a 20 dB/década hasta que la ganancia se establece en la unidad, cerca de 178 kHz.

La curva resultante de la ecualización práctica en la reproducción se muestra en la figura 5-18(a)



(a) Curva de ecualización de reproducción RIAA

FIGURA 5-18 Curva de ecualización de reproducción RIAA y preamplificador.



(b) Circuito del preamplificador

FIGURA 5-18 *(cont.)*

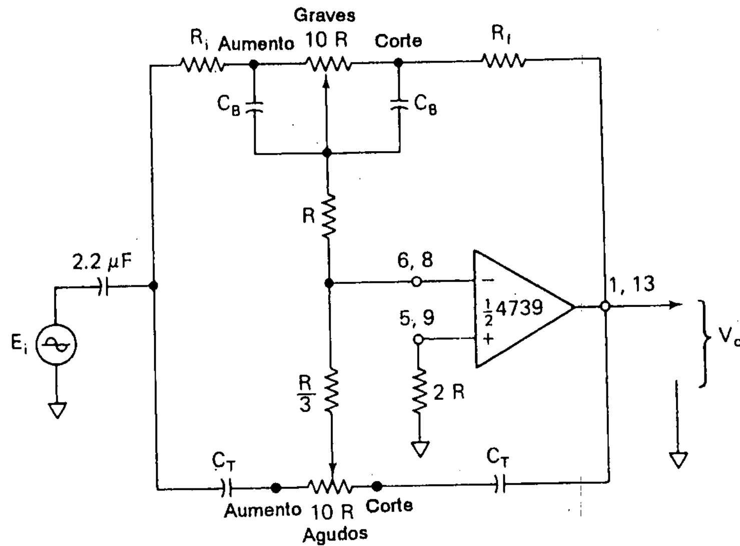
5-13 CONTROL DE TONO

5-13.1 Introducción

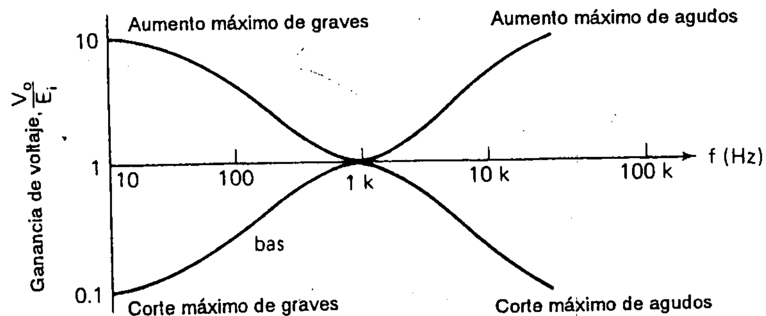
El preamplificador de la sección 5-12 entregará una respuesta plana en frecuencia en su salida. En la mayoría de los sistemas de alta fidelidad, el usuario desea tener una característica de control de tono que le permita reforzar o cortar el volumen de las frecuencias bajas o agudas. Un circuito para controlar la frecuencia, realizado con resistencias y capacitores, puede instalarse en serie con la salida del preamplificador. Sin embargo, este circuito atenuaría algunas de las frecuencias en 1/100 o –40 dB. Gran parte de la ganancia construida con tanto cuidado en el preamplificador se perdería.

5-13.2 Circuito de control de tono

El circuito práctico de control de tono que se muestra en la figura 5-19(a): (1) caracteriza el refuerzo o corte de las frecuencias bajas abajo de 500 Hz y de las frecuencias agudas arriba de 2 kHz y (2) elimina la atenuación. El potenciómetro de audio de 50 kΩ en la parte superior es el control de bajas frecuencias.



(a) El circuito de control de tono; $C_B = C_T = 0.068\ \mu F$, $R_i = R_f = R = 5\ k\Omega$. Las conexiones para + V y – V se muestran en la figura 5-13(b)



(b) Curvas de respuesta de frecuencia del circuito de control de tono

FIGURA 5-19 El circuito de control de tono en (a) tiene las curvas de respuesta de frecuencia que se muestran en (b).

Al ajustar el puntero del potenciómetro a la posición de refuerzo total, la ganancia de voltaje a 10 Hz es alrededor de $10R/R$ o 10. Con el puntero móvil situado al corte total de bajas frecuencias, la ganancia de voltaje a 10 Hz es aproximadamente de $R/10R = 0.1$. En efecto, el potenciómetro $10R$ se ajusta para estar en serie con R_i para cortar o R_f para reforzar. Los capacitores reforzadores C_B comienzan a puentear el potenciómetro a frecuencias entre 50 Hz y 500 Hz, como se muestra en la figura 5-19(b).

Cuando se ajusta a refuerzo total, el control de agudos, $R/3$ y los capacitores C_T establecen la ganancia a 20 kHz de 10. A corte total, la ganancia es 0.1, como

se muestra en la figura 5-19(b). Con ambos potenciómetros, los de control de bajos y agudos ajustados al centro de su rotación, la respuesta en frecuencia del circuito de control de tono será plana. La señal de entrada E_i alimentada por el preamplificador debe ser más o menos de 0.2 V rms a 1 kHz. Por tanto, la salida del control de tono estará alrededor del mismo nivel. La última aplicación que haremos del amplificador operacional será un convertidor de temperatura a voltaje (termómetro electrónico).

5-14 CONVERTIDORES DE TEMPERATURA A VOLTAJE

5-14.1 Transductor de temperatura AD590

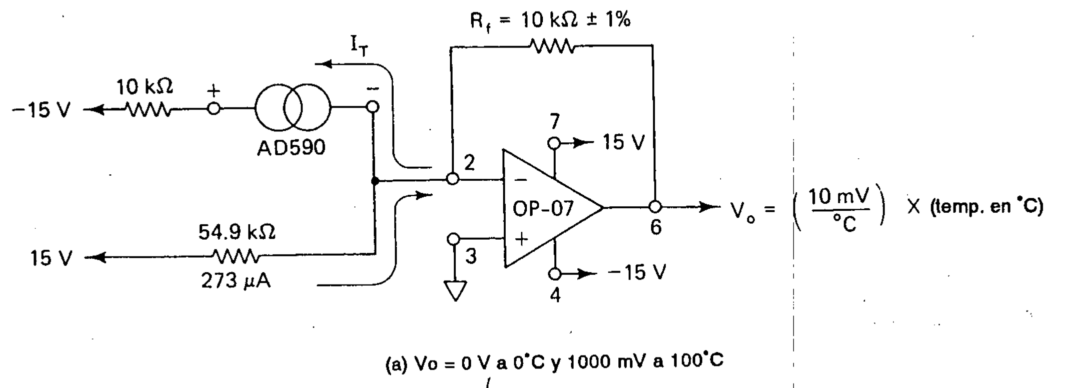
Un termómetro electrónico puede construirse con un transductor de temperatura, un amplificador operacional y resistencias. Escogemos el AD590, fabricado por Analog Devices, como el transductor de temperatura, que convierte la temperarura ambiente, en grados Kelvin, en una corriente de salida I_T, es decir, en 1 μA por cada grado Kelvin. En términos de temperatura Celsius, I_T = 273 μA a 0°C (273°K) y 373 μA a 100°C (373°K). En términos de la temperatura Fahrenheit, I_T =225 μA en 0°F y 310 μA en 100°F. Así pues, el AD590 actúa como fuente de corriente que depende de la temperatura. Sin embargo, si se requiere la lectura de voltaje para indicar la temperatura, digamos 10 mV/°C o 10 mV/°F, se requiere un circuito convertidor de corriente a voltaje.

El símbolo de este circuito es el mismo que el de la fuente de corriente, como se advierte en la figura 5-20(a) y (b). Además, el AD590 necesita una alimentación mayor que 4V para polarizar su circuitería interna. Se utilizará este dispositivo para construir un termómetro Celsius o Fahrenheit.

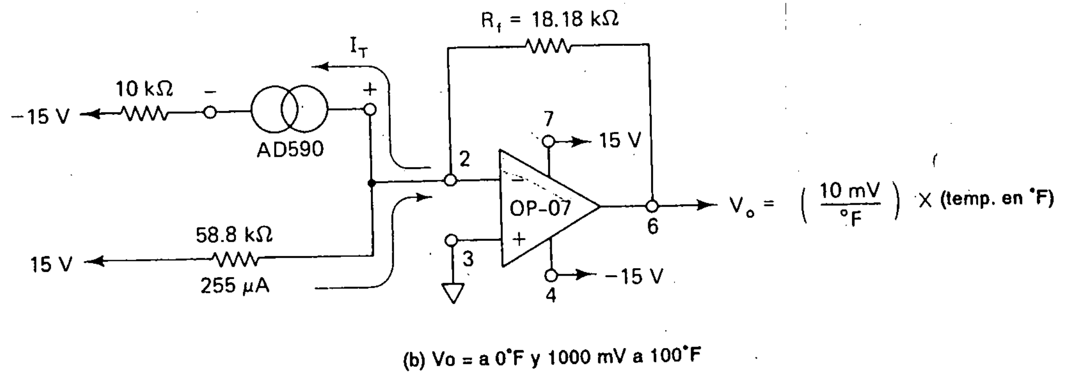
5-14.2 Termómetro Celsius

En el termómetro Celsius de la figura 5-20(a), toda la corriente del AD590 se lleva hacia tierra virtual en la terminal 2 y fluye a través de la resistencia de retroalimentación de 10 kΩ, produciendo así una caída de voltaje igual a V_o. Cada microampere de corriente hace que V_o se haga más positivo en (1 μA × 10 kΩ) = 10 mV. Un cambio de 1°C hace que I_T cambie en 1 μA y, por consecuencia, produzca una alteración de 10 mV en V_o. El convertidor de temperatura a voltaje presenta, pues, una ganancia de conversión de 10 mV/°C.

A 0°C, I_T = 273 μA. Pero queremos que V_o sea igual a cero volts. Por tal razón, se requiere una corriente igual y opuesta de 273 μA que fluya de la fuente de 15 V y por una resistencia de 54.9 kΩ. Esto provoca que la corriente neta que pasa por R_f sea cero y por lo mismo, que V_o sea cero volts. Por cada incremento de



(a) Vo = 0 V a 0°C y 1000 mV a 100°C



(b) Vo = a 0°F y 1000 mV a 100°F

FIGURA 5-20 Convertidores de temperatura a voltaje de grados Celsius en (a) a grados Fahrenheit en (b).

1 μA/°C sobre 0°C, la corriente neta que fluye por R_f aumenta en 1 μA y V_o aumenta en 10 mV.

5-14.3 Termómetro Fahrenheit

En la figura 5-20(b) se muestra el circuito de un termómetro Fahrenheit. A 0°F se desea V_o = a 0 V. Puesto que I_T = 255 μA a 0°F, debe ser nulificada por una corriente igual pero opuesta que fluya por R_f. Esta corriente la genera la fuente de 15 V y el resistor de 58.8 kΩ.

Un incremento de 1°F corresponde a un aumento de $\frac{5}{9}$ °C, o sea 0.555°C. En consecuencia, el AD590 eleva su corriente de salida en 0.555 μA/°F. Este aumento

R_f lo convierte en un voltaje de 0.555 µA/°F × 18.18 kΩ = 10 mV/°F. En conclusión, por cada incremento de temperatura de 1°F sobre 0°F, V_o se elevará en 10 mV sobre 0 V.

EJERCICIOS DE LABORATORIO

Todos los circuitos incluidos en este capítulo son idóneos para realizar experimentos de laboratorio. Si hay oscilaciones en los circuitos que contienen un resistor, se corta el alambrado y se conecta un capacitor de 30pF entre el colector y la base. Los siguientes circuitos son básicos y educativos.

5-1. Construya el voltímetro de alta resistencia de la figura 5-2. Utilice diodos IN914. El movimiento de un medidor de 50 µA puede obtenerse con un Simpson 260 (o con VOM semejante) al seleccionar la escala de 0-50 µA. Use un alambre para puentear el interruptor de funciones y una caja de década de resistores para simular los valores requeridos de R_i. Para lograr mayor precisión se mantiene la frecuencia de E_i entre 100 y 1000 Hz.

5-2. Utilice un zener de 5.1 V y un 1N914 (o bien un diodo equivalente) para adquirir experiencia con los convertidores de voltaje a corriente de la figura 5-3.

5-3. Construya la fuente de corriente constante de la figura 5-6. Tome los datos para graficar I_L en función de R_L y V_L en función de R_L cuando R_L = 0 a 150 Ω. Si no se dispone de un zener de 5 V, sustitúyalo por un resistor de 5 Ωk y reemplace el resistor de 1.8 kΩ con un resistor de 10 kΩ.

5-4. Diseñe, construya y pruebe un circuito desviador de fase (figura 5-13), para producir un cambio de fase de –90° a la frecuencia de 1 kHz. Presente V_o vs. E_i en un osciloscopio de rayos catódicos. Refine R_i (caja de década) o E_i (frecuencia) para observar un círculo perfecto.

5-5. Rediseñe el circuito para obtener un cambio de fase de –90° en 1590 Hz. Con los datos recabados grafique en función de la frecuencia en un papel semilog de 15 Hz a 15 kHz. E_i = 1 V pico.

PROBLEMAS

5-1. Consulte el ejemplo 5-1 y la figura 5-1. Suponga que I_{FS} = 1 mA y que la resistencia interna del devanado del medidor es R_m = 1 kΩ. Si E_i = –1.0 V y R_i = 1 kΩ, obtenga **(a)** I_m; **(b)** V_o.

5-2. Un sistema móvil de 1 mA, con R_m = 1 kΩ, ha de ser sustituido en el circuito de la figura 5-2. Rediseñe los resistores R_i para una deflexión de medidor a escala completa cuando **(a)** E_i = ± 6 V cd; **(b)** E_i = 6 V rms; **(c)** E_i = 6 V p-p; **(d)** E_i = 6 V pico.

5-3. En la figura P5-3 complete el alambrado esquemático entre el amplificador operacional, los diodos y un miliamperímetro. La corriente que pasa por el medidor debe dirigirse de derecha a izquierda.

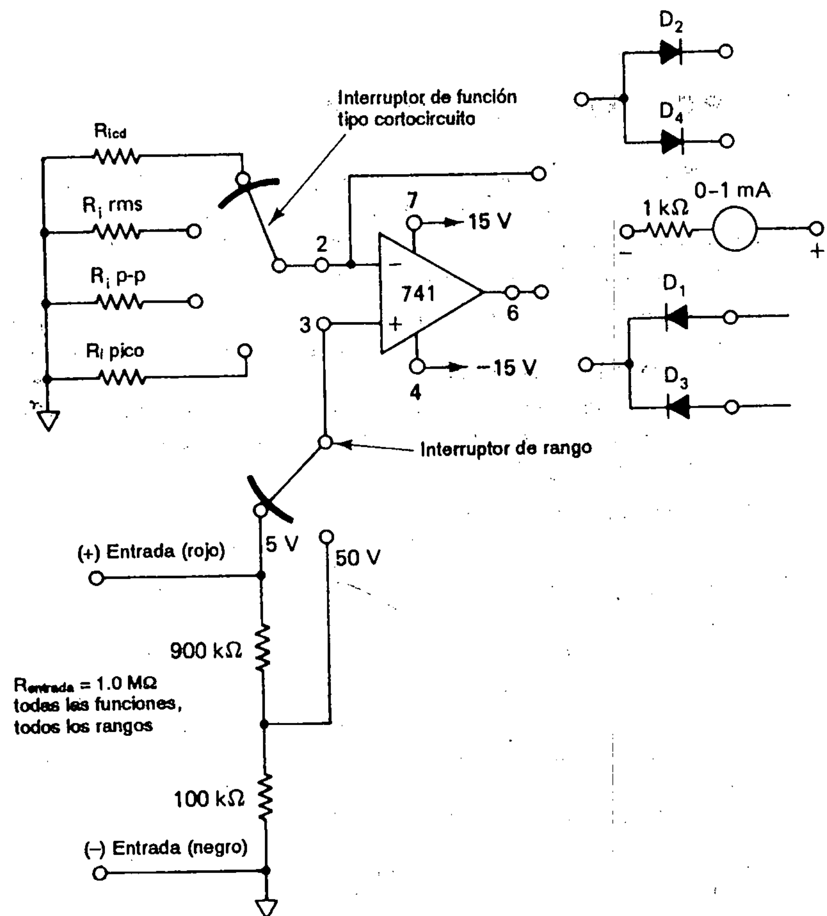


FIGURA P5-3

5-4. Calcule un valor de R_{idc} en la figura P5-3, de modo que el medidor lea la escala completa cuando E_i = 5 V y el selector de nivel se encuentra en la posición 5 V.

5-5. Suponga que el selector de nivel se halle en la posición 5 V en la figura P5-3. Calcule los valores de los siguientes resistores que le den una deflexión del medidor a escala completa de 5 V: **(a)** R_{irms} cuando E_i = 5 V rms; **(b)** R_i p-p si E_i = 5 V p-p; **(c)** = R_i pico para E_i = 5 V pico.

5-6. Con las condiciones de circuito que se presentan en el problema 5-4, **(a)** ¿cuáles diodos están conduciendo corriente? **(b)** Calcule V_o. Suponga que las caídas del diodo son 0.6 V.

5-7. Para la fuente de corriente constante que aparece en la figura P5-7: (a) trace la flecha del emisor y señale si el transistor es *npn* o *pnp;* (b) obtenga I; (c) encuentre V_L.

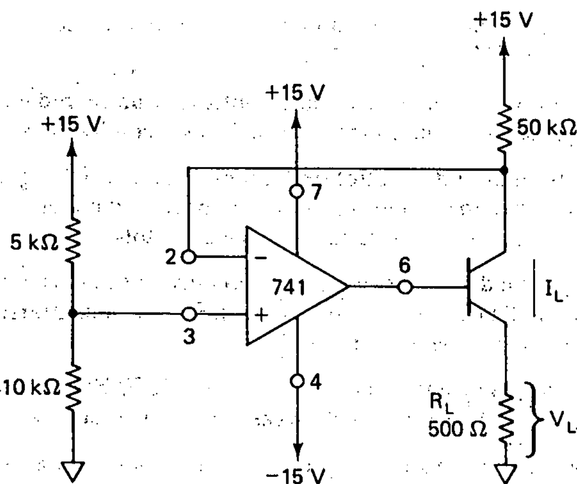


FIGURA P5-7

5-8. Si $V_o = 11$ V y $E_i = 5$ V en la figura 5-3, encuentre V_Z.

5-9. I_i debe ser igual a 20 mA en la figura 5-4, cuando $E_i = -10$ V. Encuentre R_i.

5-10. Define una carga flotante.

5-11. En la figura 5-5, $E_2 = 0$ V, $R = 10$ kΩ y $R_L = 5$ kΩ. Encuentre I_L, V_L, y V_o cuando (a) $E_i = -2$ V; (b) $E_i = +2$ V.

5-12. En la figura 5-5, $E_i = 0$ V, $R = 10$ kΩ y $R_L = 1$ kΩ. Encuentre I_L, V_L y V_o para (a) $E_2 = -2$ V; (b) $E_2 = +2$ V.

5-13. En la figura 5-5, $E_1 = E_2 = -5$ V y $R = R_L = 5$ kΩ. calcule I_L, V_L y V_o.

5-14. Reemplace V_Z en la figura 5-6 con un resistor de 900 Ω. Encuentre I_L.

5-15. Dibuje el circuito de un amplificador operacional que extraiga corriente de una fuente de señal de cortocircuito y la convierta en un voltaje.

5-16. Una fotocelda CL5M9M tiene una resistencia aproximada de 10 kΩ bajo una iluminación de 2 fc. Si $E_i = -10$ V en la figura 5-9, calcule R_f para una V_o de 0.2 V cuando la celda fotoconductora es iluminada con 2 fc.

5-17. Cambie el resistor multiplicador mR en la figura 5–10 a 49 kΩ. Encuentre I_L.

5-18. Se instala una celda solar en el circuito de la figura 5-12 que tiene una corriente máxima en cortocircuito de 0.1 A = I_{SC}. (a) Seleccione R_F para obtener $V_o = 10$

V cuando $I_{SC} = 0.1$ A. (**b**) Un sistema de un medidor de 50 μA sirve para indicar a escala completa cuando $I_{SC} = 0.1$ A. Encuentre R_{escala} si $R_M = 5$ kΩ.

5-19. El resistor R_i se cambia a 10 kΩ en el ejemplo 5-14. Encuentre el ángulo de fase θ.

5-20. Encuentre la distancia lateral de corte pico a pico en el ejemplo 5-15 en una frecuencia de señal de 20 kHz.

5-21. ¿Proporciona un circuito preamplificador de reproducción de grabación, mayor amplificación con las frecuencias bajas o con las altas.

5-22. En el circuito de control de tono de la figura 5-19, ¿cuál es (**a**) la ganancia en 10 Hz cuando el control de base recibe refuerzo pleno; (**b**) la ganancia en 20 kHz cuando el control de agudos está en corte total?

5-23. Diseñe un desviador de fase que produzca una desviación de –90° a 1 Hz. Escoja C_i entre 0.001, 0.01, 0.1 o bien 1.0 μF; debe encontrarse entre 2 y 100 kΩ (véase el ejercicio de laboratorio 5-4).

5-24. Diseñe una desviación de fase de –90° a 1590 Hz. Después para su diseño calcule (**a**) θ a 15 Hz; (**b**) a 15 kHz (véase el ejercicio de laboratorio 5-5)

5-25. Calcule la corriente neta que fluye por R_f en la figura 5-20a, si la temperatura del AD590 es 100°C. Calcule V_o .

5-26. Calcule la corriente neta que pasa por R_f en la figura 5-20b, cuando la temperatura es 100°F. Encuentre V_o.

CAPITULO 6

Generadores de señal

OBJETIVOS DE APRENDIZAJE

Al terminar este capítulo sobre generadores de señal, el estudiante será capaz de:

- Explicar el funcionamiento de un circuito multivibrador, trazar un diagrama de la forma de onda de su voltaje de salida y calcular su frecuencia de oscilación.
- Construir un multivibrador de un solo disparo y explicar el propósito de este circuito.
- Mostrar cómo se pueden conectar dos amplificadores operacionales, tres resistencias y un capacitor para formar un generador de onda triangular/cuadrada económico.
- Predecir la frecuencia de oscilación y la amplitud de los voltajes en un generador de onda triangular unipolar o bipolar e identificar sus desventajas.

- Construir un generador de onda diente de sierra y decir cómo se puede usar como convertidor de voltaje a frecuencia, modulador de frecuencia o un circuito de corrimiento de frecuencia.
- Conectar un modulador/demodulador balanceado AD630 para que funcione como un amplificador de ganancia conmutada.
- Conectar el AD630 a un circuito de un amplificador operacional para construir un generador de onda triangular de *precisión* cuya amplitud de voltaje de salida se puede ajustar independientemente de la frecuencia de oscilación y viceversa.
- Construir, probar, medir y explicar la operación de un generador universal de función trigonométrica AD639 cuando está cableado para generar funciones sinusoidales.
- Conectar el AD639 al generador de onda triangular para construir un magnífico generador de onda sinusoidal de *precisión*. Su frecuencia de oscilación se puede ajustar dentro de un rango amplio de frecuencia mediante una *sola* resistencia, sin cambiar la amplitud.

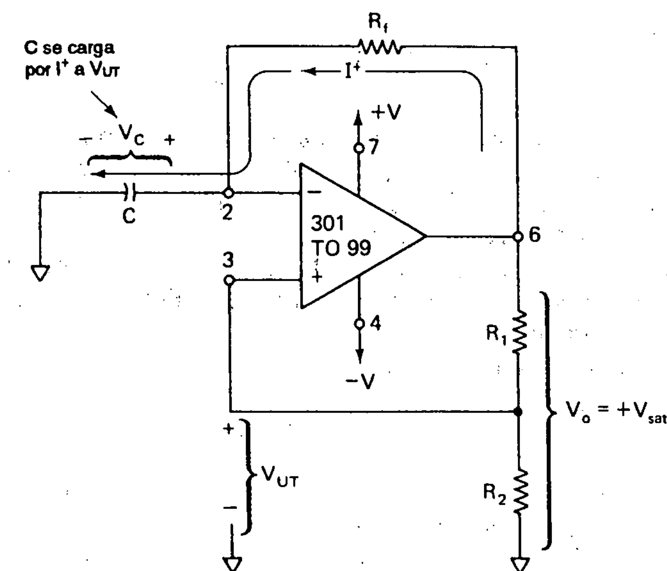
6-0 INTRODUCCION

Hasta ahora, la preocupación principal ha sido utilizar el amplificador operacional en circuitos que procesan señales. Este capítulo se concentrará en los circuitos con amplificadores operacionales que generan señales. Cuatro de las señales más comunes y útiles se describen por su forma cuando se ven en un osciloscopio. Estas son la onda cuadrada, onda triangular, onda diente de sierra y onda sinusoidal. Por consiguiente, el generador de señal se clasifica por la forma de onda que genera. Algunos circuitos se usan con tanta frecuencia que se les ha asignado un nombre especial. Por ejemplo, el primer circuito que se presenta en la sección 6-1 es un multivibrador que genera principalmente ondas cuadradas y exponenciales.

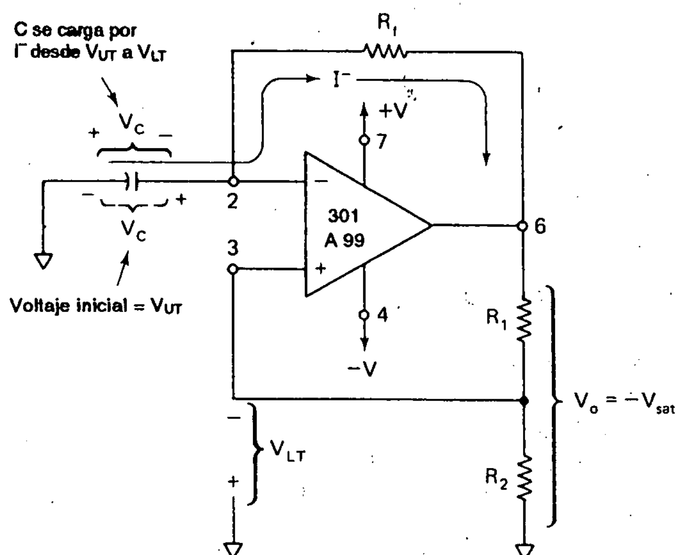
6-1 MULTIVIBRADOR DE OSCILACION LIBRE

6-1.1 Acción del multivibrador

Un *multivibrador astable* o de *oscilación libre* es un generador de onda cuadrada. El circuito de la figura 6-1 es un multivibrador y tiene la apariencia de un comparador con histéresis (Cap. 4), excepto que el voltaje de entrada está sustituido por un capacitor. Las resistencias R_1 y R_2 forman un divisor de voltaje que retroalimenta una fracción de la salida a la entrada (+). Cuando V_o está a $+V_{sat}$, como se muestra en la figura 6-1(a), el voltaje de retroalimentación se denomina voltaje de umbral superior V_{UT}. V_{UT} está dado en la ecuación (4-1) y aquí se repite por comodidad:



(a) Cuando $V_0 = +V_{sat}$, V_C cambia a V_{UT}



(b) Cuando $V_0 = -V_{sat}$, V_C cambia a V_{LT}

FIGURA 6-1 Multivibrador de oscilación libre (R_1 = 100 kΩ, R_2 = 86 kΩ). En la figura 6-2 se muestra la forma de onda del voltaje de salida.

$$V_{UT} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}(+V_{sat}) \qquad \textbf{(6-1)}$$

La resistencia R_f proporciona una trayectoria de retroalimentación a la entrada (–). Cuando V_o está a $+V_{sat}$, la corriente I^+ fluye a través de R_f para cargar el capacitor C hacia V_{UT}. Siempre que el voltaje del capacitor sea menor que V_{UT}, el voltaje de salida permanecerá en $+V_{sat}$.

Cuando V_c se carga a un valor ligeramente más grande que V_{UT}, la entrada (–) se va a positivo con respecto a la entrada (+). Esto conmuta la salida de $+V_{sat}$ a $-V_{sat}$. La entrada (+) ahora se sostiene en negativo con respecto a tierra debido a que el voltaje de retroalimentación es negativo y está dado por

$$V_{LT} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}(-V_{sat}) \qquad \textbf{(6-2)}$$

La ecuación (6-2) es la misma que la (4-2). Precisamente después de que V_o cambia a $-V_{sat}$, el capacitor tiene un voltaje inicial igual a V_{UT}, [véase la figura 6-1(b)]. Ahora la corriente I^- descarga C a 0 V y lo recarga a V_{LT}. Cuando V_c es ligeramente más negativo que el voltaje de retroalimentación V_{LT}, el voltaje V_o de salida cambia y regresa a $+V_{sat}$. La condición en la figura 6-1(a) se restablece, excepto que C ahora tiene una carga inicial igual a V_{LT}. El capacitor se descargará de V_{LT} a 0 V, y entonces se recargará a V_{UT}, y el proceso se repite. La acción del multivibrador de oscilación libre se resume como sigue:

1. Cuando $V_o = -V_{sat}$, C descarga desde V_{UT} a V_{LT} y conmuta V_o a $+V_{sat}$.
2. Cuando $V_o = +V_{sat}$, C se carga desde V_{LT} a V_{UT} y conmuta V_o a $-V_{sat}$.

El tiempo necesario para que C se cargue y descargue determina la frecuencia del multivibrador.

6-1.2 Frecuencia de oscilación

Las formas de onda en el capacitor y en el voltaje de salida para el multivibrador de oscilación libre se muestran en la figura 6-2. La resistencia R_2 se elige igual a $0.86R_1$ para simplificar el cálculo del tiempo de carga del capacitor. Los intervalos de tiempo t_1 y t_2 muestran como V_c y V_o cambian con el tiempo en la figura 6-1(a) y (b), respectivamente. Los intervalos de tiempo t_1 y t_2 son iguales al producto de R_f y C.

El periodo de oscilación, T, es el tiempo necesario para un ciclo completo. Ya que T es la suma de t_1 y t_2,

$$T = 2R_fC \qquad \text{para } R_2 = 0.86R_1 \qquad \textbf{(6-3a)}$$

La frecuencia de oscilación f es el recíproco del periodo T y está expresada por

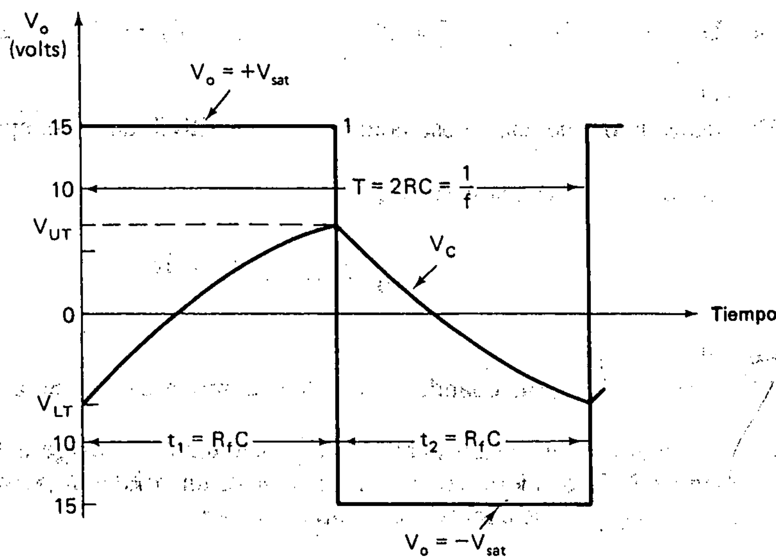


FIGURA 6-2 Formas de onda de voltaje para el multivibrador de la figura 6-1.

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2R_f C} \qquad \textbf{(6-3b)}$$

donde T está en segundos, f en hertz, R_f en ohms, y C en farads.

Ejemplo 6-1

En la figura (6-1), si $R_1 = 100$ kΩ, $R_2 = 86$ kΩ, $+V_{sat} = +15$ V, y $-V_{sat} = -15$ V, encuentre (a) V_{UT}; (b) V_{LT}.

Solución (a) Por la ecuación (6-1),

$$V_{UT} = \frac{86\ \text{k}\Omega}{186\ \text{k}\Omega} \times 15\ \text{V} \approx 7\ \text{V}$$

(b) Por la ecuación (6-2),

$$V_{LT} = \frac{86\ \text{k}\Omega}{186\ \text{k}\Omega}(-15\ \text{V}) = -7\ \text{V}$$

Ejemplo 6-2

Obtenga el periodo del multivibrador en el ejemplo 6-1 si $R_f = 100$ kΩ y $C = 0.1$ μF.

Solución De la ecuación (6-3a), $T = (2)(100\ k\Omega)(0.1\ \mu F) = 0.020\ s = 20\ ms$.

Ejemplo 6-3
Encuentre la frecuencia de oscilación para el multivibrador del ejemplo 6-2.

Solución Mediante la ecuación (6-3b),

$$f = \frac{1}{20 \times 10^{-3}\ s} = 50\ Hz$$

Ejemplo 6-4
Muestre que $T = 2R_fC$ cuando $R_2 = 0.86R$, como lo establece la ecuación (6-3a).

Solución El tiempo t requerido para que el capacitor C se carge a través de una resistencia R_f desde cierto voltaje de *inicio* hasta un voltaje de *paro*, pasando por un voltaje *objetivo*, se expresa generalmente como

$$t = R_fC \ln\left(\frac{\text{Objetivo} - \text{inicio}}{\text{objetivo} - \text{paro}}\right)$$

La aplicación de la ecuación a la figura 6-2 produce

$$t_1 = R_fC \ln\left(\frac{+V_{sat} - V_{LT}}{+V_{sat} - V_{UT}}\right)$$

Si las magnitudes de $+V_{sat}$ y $-V_{sat}$ son iguales, el término entre paréntesis se simplifica a

$$\ln\left[\frac{+V_{sat} - \frac{R_2}{R_1 + R_2}(-V_{sat})}{+V_{sat} - \frac{R_2}{R_1 + R_2}(+V_{sat})}\right] = \ln\left(\frac{R_1 + 2R_2}{R_1}\right)$$

Ya que el ln 2.718 = 1, el término ln se puede reducir a 1 si

$$\frac{R_1 + 2R_2}{R_1} = 2.718 \qquad \text{or} \qquad R_2 = 0.86R_1$$

Ahora $t_1 = R_fC$ y $t_2 = R_fC$ si $R_2 = 0.86R_1$. Por tanto, $T = t_1 + t_2 = 2R_fC$.

6-2 MULTIVIBRADOR DE UN DISPARO

6-2.1 Introducción

Un *multivibrador de un disparo* genera un solo pulso de salida en respuesta a una señal de entrada. La longitud del pulso de salida depende tan sólo de los compo-

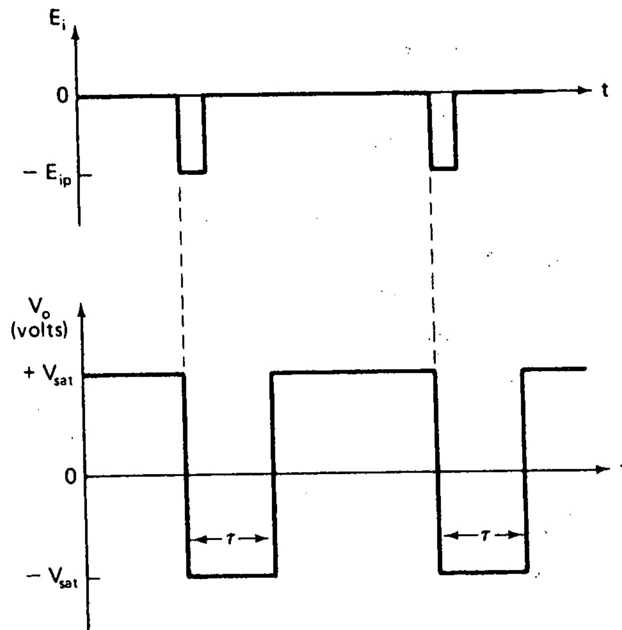
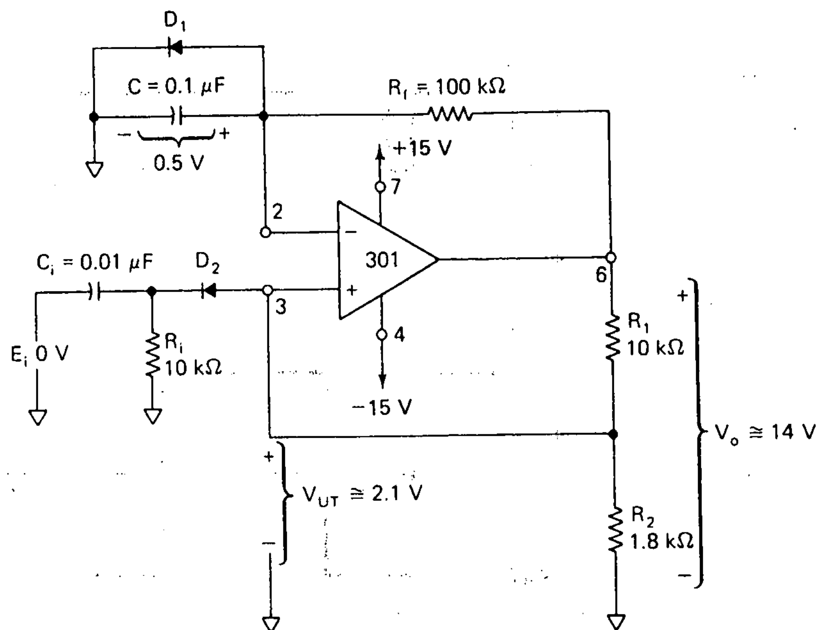


FIGURA 6-3 Señal de entrada E_i y pulso de salida de un multivibrador de disparo único.

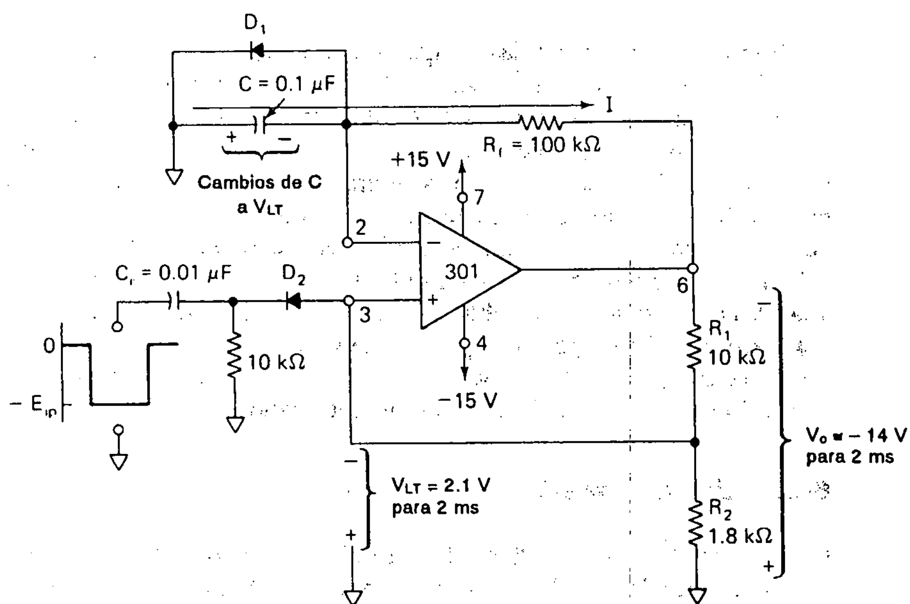
nentes externos (resistencias y capacitores) conectados al amplificador operacional. Como se muestra en la figura 6-3, el disparo único genera un pulso de salida único en la transición negativa de E_i. La duración del pulso de entrada puede ser más corta o más larga que la del pulso de salida esperado. La duración del pulso de salida se representa por τ en la figura 6-3. Ya que de τ sólo puede cambiarse mediante el cambio de resistencias o capacitores, el disparo único puede considerarse como un *ensanchador de pulso*. Esto se debe a que el ancho del pulso de salida es más ancho que el de entrada. Por otra parte, el disparo único introduce una idea de un retardo ajustable, esto es, el retardo entre el tiempo cuando E_i pasa a negativo y el tiempo para que V_o pasa otra vez a positivo. La operación del disparo único puede estudiarse en tres partes: (1) el estado estable, (2) la transición al estado temporizado, (3) el estado temporizado.

6-2.2 Estado estable

En la figura 6-4(a), V_o está a $+V_{sat}$. El divisor de voltaje R_1 y R_2 retroalimentan V_{UT} a la entrada (+). V_{UT} está dado por la ecuación (6-1). El diodo D_1 fija la entrada (–) a aproximadamente +0.5 V. La entrada (+) es positiva con respecto a la entrada (–), y la alta ganancia en lazo abierto multiplicada por el voltaje diferencial de entrada ($E_d = 2.1 - 0.5 = 1.6$ V) mantiene V_o en $+V_{sat}$.



(a) Estado estable de un multivibrador de un disparo único R_iC_i debe ser igual o menor que $(R_fC)/10$



(b) Cuando E_i pasa a negativo, V_o pasa a negativo durante 2 ms. Estado temporal

FIGURA 6-4 Multivibrador monoestable o de un disparo

6-2.3 Transición al estado temporizado

Si la señal de entrada E_i está en el potencial estable de cd como en la figura 6-4(a), la entrada (+) permanece positiva con respecto a la entrada (–) y V_o permanece en $+V_{sat}$. No obstante, si E_i pasa a negativo con un valor pico E_{ip} aproximadamente igual o mayor que V_{UT}, el voltaje en la entrada (+) será arrastrado hacia abajo del voltaje en la entrada (–). Una vez que la entrada (+) llega a ser negativa con respecto a la entrada (–), V_o conmuta a V_{sat}. Con este cambio, el disparo único está ahora en su estado temporizado. Para obtener mejores resultados, la constante de tiempo R_iC_i debe ser de 1/10 o menos que la constante de tiempo R_fC.

6-2.4 Estado temporizado

El estado temporizado es un estado inestable; es decir, el disparo único no puede permanecer demasiado en este estado por las razones que siguen. Las resistencias R_1 y R_2 en la figura 6-4(b) retroalimentan un voltaje negativo (V_{LT} = –2.1 V) a la entrada (+). El diodo D_1 está ahora con polarización inversa por $-V_{sat}$ y es en esencia un circuito abierto. El capacitor C se descarga a 0 y entonces se recarga con una polaridad opuesta a la de la figura 6-4(a) [véase la figura 6-4(b)]. Conforme C recarga, la entrada (–) se vuelve más y más negativa con respecto a tierra. Cuando el voltaje del capacitor es ligeramente más negativo que V_{LT}, V_o conmuta a $+V_{sat}$. El disparo único ha completado ahora su pulso de salida y ha regresado al estado estable en la figura 6-4(a). Ya que el disparo único tiene sólo un estado estable, también se denomina multivibrador monoestable.

6-2.5 Duración del pulso de salida

Si R_2 se hace cercano a un quinto de R_1, en la figura 6-4, entonces la duración del pulso de salida está dada por

$$\tau = \frac{R_f C}{5} \qquad \text{si } R_2 = \frac{R_1}{5} \tag{6-4a}$$

La ecuación exacta es

$$\tau = R_f C \ln \left[\frac{(-V_{sat}) - 0.5\text{ V}}{(-V_{sat}) - V_{UT}} \right] \tag{6-4b}$$

Ejemplo 6-5

Calcule τ para el disparo único de la figura (6-4).

Solución Por la ecuación (6-4a),

$$\tau = \frac{(100\ \text{k}\Omega)(0.1\ \mu\text{F})}{5} = 2\ \text{ms}$$

Para propósitos de prueba, E_i puede obtenerse de un generador de onda cuadrada o pulso. El diodo D_2 evita que el disparo único se salga del estado temporizado en las transiciones positivas de E_i. Para construir un disparo único que tenga un pulso de salida positivo para una señal de entrada positiva, simplemente inviértanse los diodos.

6-2.6 Tiempo de recuperación

Después que el estado temporizado se ha completado, la salida vuelve a $+V_{sat}$. Sin embargo, el circuito no está listo para ser redisparado en forma confiable hasta que C regrese a su estado inicial de 0.5 V, debido a que toma tiempo que C se descargue desde $V_{LT} = -2.1$ V en la figura 6-4(b) a 0.5 V en la figura 6-4(a). Este intervalo de tiempo se denomina *tiempo de recuperación* y se muestra en la figura 6-5(b). El tiempo de recuperación es aproximadamente τ.

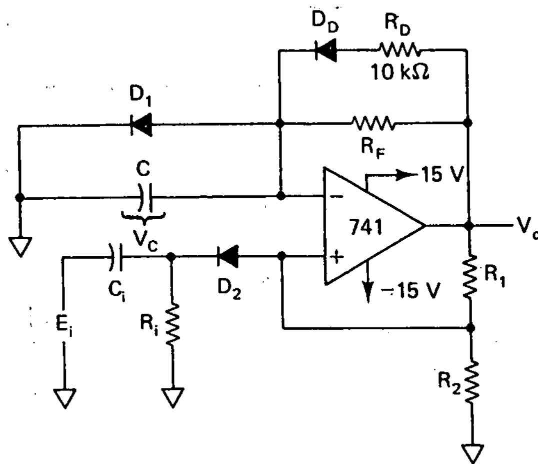
Por lo general, C se carga otra vez a su estado inicial por una corriente a través de R_f. Al añadir de una resistencia de descarga R_D en paralelo con R_f, como en la figura 6-5(a), se reduce el tiempo de recuperación. En forma típica, si $R_D = 0.1R_f$, el tiempo de recuperación se reduce en un décimo. El diodo D_D elimina R_D para que no afecte el intervalo del ciclo temporizado τ.

6-3 GENERADORES DE ONDA TRIANGULAR

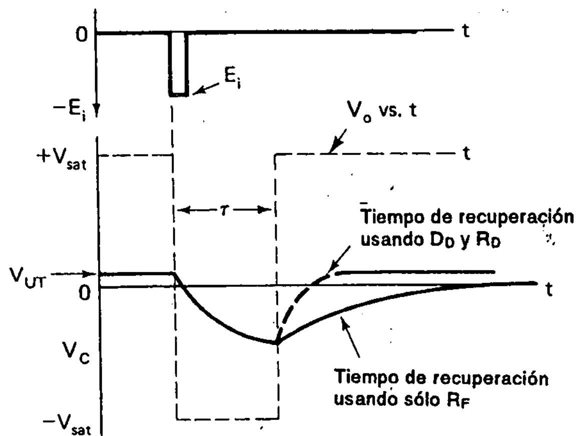
6-3.1 Teoría de operación

En la figura 6-6 se muestra el circuito de un generador bipolar de onda triangular. La onda triangular está disponible en la salida del circuito integrador 741. En la salida del comparador 301 está disponible una señal de onda cuadrada, V_B, adicional. Para entender la operación del circuito, hay que referirse al intervalo 0 a 1 ms de la figura 6.6. Suponga que V_B es alto en $+V_{sat}$. Esto forza una corriente constante (V_{sat}/R_i) a través de C (izquierda a derecha) para llevar V_A negativo de V_{UT} a V_{LT}. Cuando V_A llega a V_{LT}, la terminal 3 del 301 pasa a negativo y V_B cambia súbitamente a $-V_{sat}$ y $t = 1$ ms.

Cuando V_B está en $-V_{sat}$ forza una corriente constante (derecha a izquierda) a través de C para llevar a V_A a positivo desde V_{LT} hacia V_{UT} (véase el intervalo 1 a 2 ms). Cuando V_A llega a V_{UT} en $t = 2$ ms, la terminal 3 del 301 pasa a positivo y V_B cambia súbitamente a $+V_{sat}$. Esto inicia el siguiente ciclo de oscilación.



(a) Los diodos de descarga D_D y R_D se añaden a la figura 6-4



(b) El tiempo de recuperación se reduce por D_D y R_D

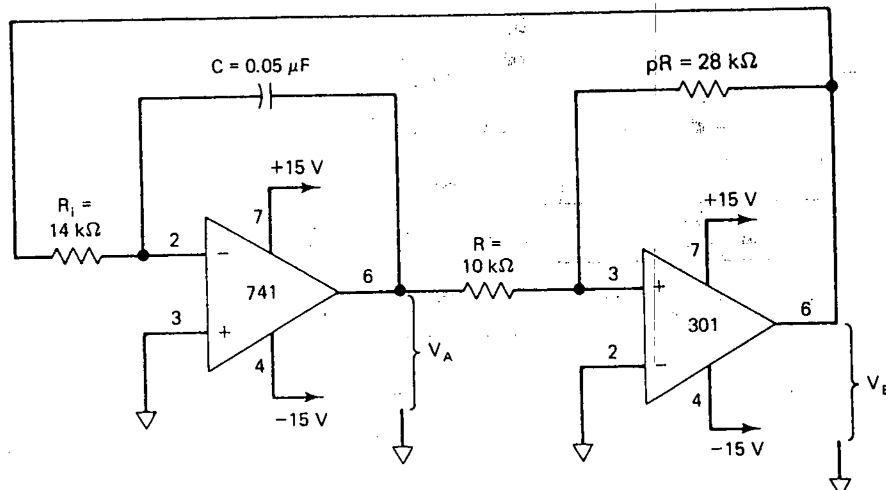
FIGURA 6-5 El tiempo de recuperación de un multivibrador de un disparo se reduce al agregar el diodo de descarga D_D y R_D. R_D debe ser igual a casi una décima parte de R_f para reducir el tiempo de recuperación en una décima parte.

6-3.2 Frecuencia de operación

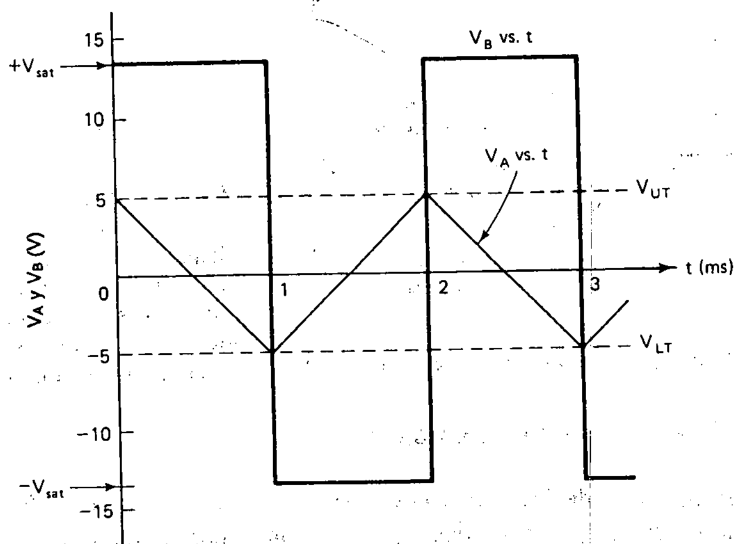
Los valores pico de la onda triangular se establecen por la *relación* entre las resistencias pR, R y los voltajes de saturación. Están dados por

$$V_{UT} = -\frac{-V_{sat}}{p} \tag{6-5a}$$

$$V_{LT} = -\frac{+V_{sat}}{p} \tag{6-5b}$$



(a) El circuito integrador 741 y el circuito del comparador 301 están cableados para construir un generador de onda triangular.



(b) Formas de onda

FIGURA 6-6 El circuito del generador bipolar de onda triangular en (a) genera señales de onda cuadrada y triangular como en (b). (a) Frecuencia del generador oscilador de onda triangular bipolar para 1000 Hz; (b) formas de onda del voltaje de salida.

donde

$$p = \frac{pR}{R} \quad \textbf{(6-5c)}$$

Si los voltajes de saturación son razonablemente iguales, la frecuencia de oscilación, f, está dada por

$$f = \frac{p}{4R_i C} \quad \textbf{(6-6)}$$

Ejemplo 6-6

Un generador de onda triangular oscila a una frecuencia de 1000 Hz con valores pico de +5 V, aproximadamente. Calcule los valores necesarios para pR, R_i y C en la figura 6-6.

Solución *Primero* hacemos el cálculo de la relación p de las resistencias del comparador que controla los voltajes pico de salida de onda triangular, V_{UT} y V_{LT}. $+V_{sat}$ es prácticamente +14.2 V y $-V_{sat}$ es por lo general − 13.8 V para una fuente de ± 15 V. Esta observación muestra una deficiencia en nuestro generador de onda triangular de bajo costo. *No* tiene salidas pico negativas y positivas *exactamente* iguales. (En la sección 6-6 remediaremos este problema, con un costo mayor.) Se despeja p de la ecuación (6-5a):

$$p = -\frac{-V_{sat}}{V_{UT}} = -\frac{-13.8\text{ V}}{5\text{ V}} = +2.76 \approx 2.8$$

Se elige $R = 10$ kΩ. se despeja pR de la ecuación (6-5c)

$$pR = (p)R = 2.8(10\text{ k}\Omega) = 28\text{ k}\Omega$$

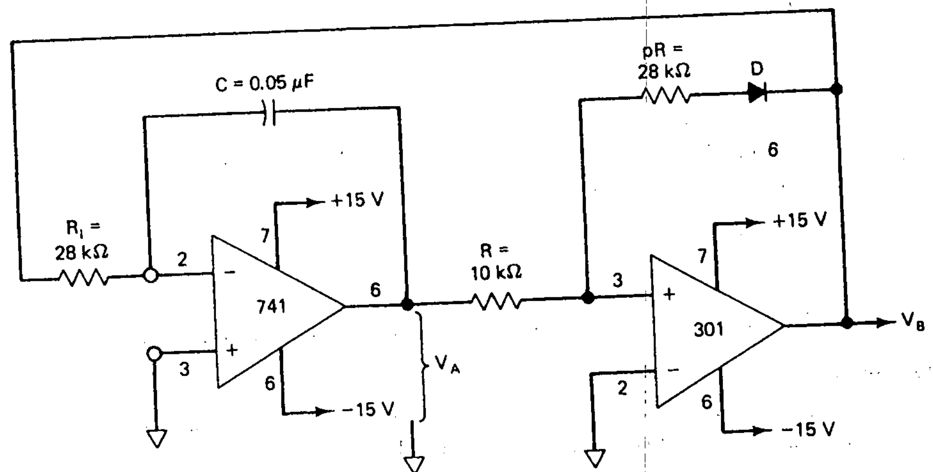
A continuación seleccionamos R_i y C. Se empieza con un valor *tentativo* de $C = 0.05$ μF. Después se calcula un valor de R_i, para ver si es mayor de 10.0 kΩ. De la ecuación (6-6),

$$R_i = \frac{p}{4fC} = \frac{2.8}{4(1000\text{ Hz})(0.05\ \mu\text{F})} = 14\text{ k}\Omega$$

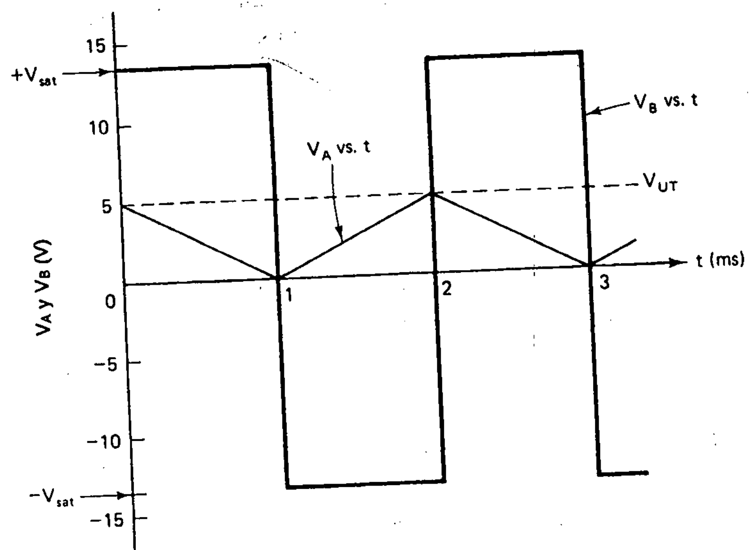
En la práctica es prudente hacer que R_i sea una resistencia de 12 kΩ en serie con un potenciómetro de 0 a 5 kΩ. Entonces se ajustará el potenciómetro de 5 kΩ para una oscilación de exactamente 1.00 kHz.

6-3.3 Generador unipolar de onda triangular

El circuito del generador bipolar de onda triangular de la figura 6.6 se puede conmutar para que de una salida de onda triangular unipolar. Simplemente se



(a) Generador unipolar de onda triangular



(b) Formas de onda

FIGURA 6-7 El diodo *D* en (a) convierte el generador bipolar de onda triangular en un generador unipolar de onda triangular. Las formas de onda se muestran en (b). (a) Generador de onda triangular unipolar básico, la frecuencia de oscilación es 1000 Hz; (b) formas de onda del voltaje de salida.

añade un diodo en serie con pR, como se ve en la figura 6.7. En esta figura se estudia la operación del circuito haciendo referencia a la forma de las ondas.

Cuando V_B está en $+V_{sat}$, el diodo detiene el flujo de corriente a través de pR y establece V_{LT} en 0 V. Cuando V_B está en $-V_{sat}$, el diodo permite el flujo de corriente a través de pR y establece V_{UT} en un valor de

$$V_{UT} = -\frac{-V_{sat} + 0.6\text{ V}}{p} \tag{6-7a}$$

La frecuencia de oscilación está dada aproximadamente por

$$f \simeq \frac{p}{2R_i C} \tag{6-7b}$$

Ejemplo 6-7

Encuentre la frecuencia y el voltaje pico aproximados para el generador unipolar de onda triangular de la figura 6-7.

Solución Se calcula

$$p = \frac{pR}{R} = \frac{28\text{ k}\Omega}{10\text{ k}\Omega} = 2.8$$

Se encuentra el valor pico de V_A en la ecuación (6-7a):

$$V_{UT} = -\left(\frac{-V_{sat} + 0.6\text{ V}}{p}\right) = -\left(\frac{-13.8\text{ V} + 0.6\text{ V}}{2.8}\right) \simeq 4.7\text{ V}$$

De la ecuación (6-7b)

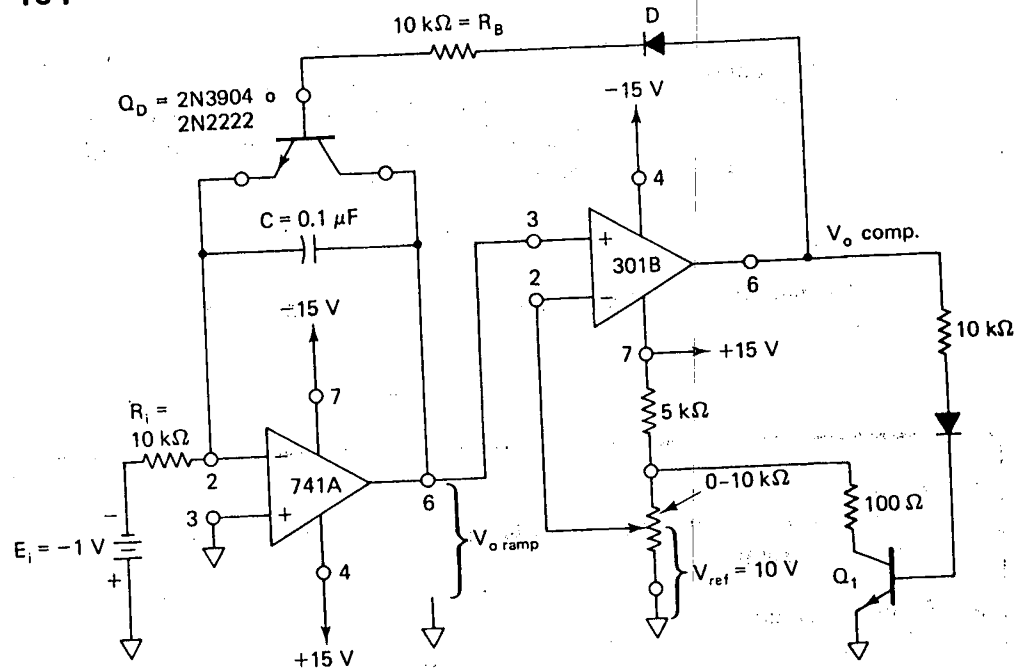
$$f = \frac{p}{2R_i C} = \frac{2.8}{2(28\text{ k}\Omega)(0.05\ \mu\text{F})} = 1000\text{ Hz}$$

6-4 GENERADOR DE ONDA DIENTE DE SIERRA

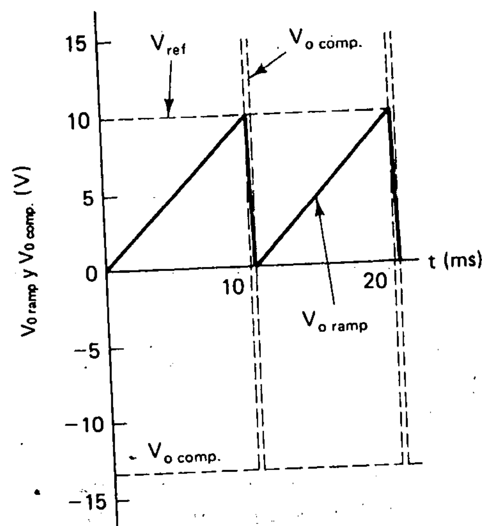
6-4.1 Operación del circuito

En la figura (6-8a) se muestra un circuito generador de onda diente de sierra con conteo de partes bajas. El amplificador operacional A es un generador rampa. Como E_i es negativa, $V_{o\,ramp}$ sólo puede aumentar. La tasa de aumento del voltaje de rampa es constante en

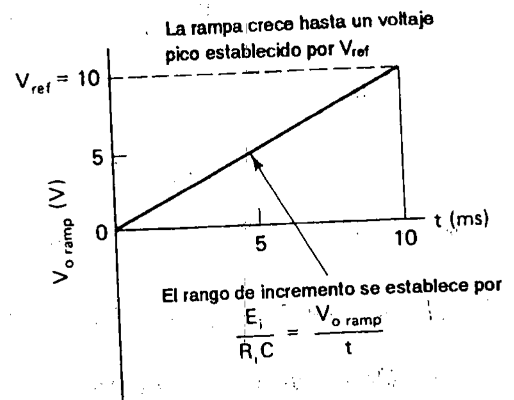
$$\frac{V_{o\,ramp}}{t} = \frac{E_i}{R_i C} \tag{6-8}$$



(a) Circuito generador de onda diente de sierra



(b) Salida $V_{o\ ramp}$ del generador de diente de sierra y salida del comparador



(c) Detalles para el diseño o análisis de diente de sierra

FIGURA 6-8 El circuito del generador de onda diente de sierra en (a) tiene las formas de onda mostradas en (b) y (c). La frecuencia de oscilación es 100 Hz o $f = (1/R_iC)(E_i/V_{ref})$.

El voltaje rampa es monitoreado por la entrada (+) del comparador 301B. Si $V_{o\ ramp}$ está por debajo de V_{ref} la salida del comparador es negativa. Los diodos protegen a los transistores contra una polarización inversa excesiva.

Cuando $V_{o\ ramp}$ aumenta lo justo para exceder V_{ref}, la salida $V_{o\ comp}$ pasa a saturación positiva. Esta polarización directa hace que el transistor Q_D pase a saturación. El transistor saturado actúa como corto a través del capacitor integrador C. C se descarga rápido a través de Q_D hacia 0 V. Cuando $V_{o\ comp}$ pasa a positivo, Q_1 se activa para poner en corto al potenciómetro de 10 kΩ. Esto reduce V_{ref} hasta casi cero volts.

A medida que C se descarga hasta 0 V, lleva a $V_{o\ ramp}$ hasta 0 V muy rápido. $V_{o\ ramp}$ cae por debajo de V_{ref}, lo que causa que $V_{o\ comp}$ pase a negativo y desactive Q_D. C se comienza a cargar linealmente y se inicia la generación de una nueva onda diente de sierra.

6-4.2 Análisis de la forma de onda diente de sierra

En la figura 6-8(b), el voltaje rampa aumenta a una tasa de 1 V por milisegundo. Mientras tanto, $V_{o\ comp}$ es negativo. Cuando la rampa cruza V_{ref}, $V_{o\ comp}$ cambia súbitamente a positivo para llevar el voltaje rampa a 0 V. Mientras $V_{o\ ramp}$ conmuta a 0 V, la salida del comparador se restablece a saturación negativa. En la figura 6-8(c) se resume la operación rampa.

6-4.3 Procedimiento de diseño

La duración de un periodo de onda diente de sierra, se puede obtener con eficiencia por medio de la analogía con una experiencia familiar

$$\text{Tiempo (de aumento)} = \frac{\text{distancia (de aumento)}}{\text{velocidad (de aumento)}} \qquad \textbf{(6-9a)}$$

$$\text{periodo } T = \frac{V_{ref}}{E_i/R_i C} \qquad \textbf{(6-9b)}$$

Como la frecuencia es el recíproco del periodo

$$f = \left(\frac{1}{R_i C}\right)\frac{E_i}{V_{ref}} \qquad \textbf{(6-9c)}$$

Ejemplo de diseño 6-8

Diseñe un generador de onda diente de sierra que tenga una salida pico de 10 V y una frecuencia de 100 Hz.

Procedimiento de diseño

1. Se diseña un divisor de voltaje que dé un voltaje de referencia V_{ref} = +10 V para el amplificador operacional 301 de la figura 6-8.
2. Se selecciona una tasa de aumento de rampa de 1 V/ms. Se elige cualquier combinación de R_iC para dar 1.0 ms. Se selecciona por tanto, R_i = 10 kΩ y C = 0.1 μF [véase ecuación (6-9a)].
3. E_i debe obtenerse de un divisor de voltaje y de un seguidor de voltaje para disponer de una fuente de voltaje ideal.
4. En la figura 6-7 se muestra el circuito resultante.
5. Se puede seleccionar, de manera alternativa, un valor de prueba para R_iC y despejar E_i en la ecuación 6-9b.
6. Sustituya los valores de diseño en la ecuación 6-9c.

$$f = \frac{1}{(10\text{ k}\Omega)(0.1\ \mu\text{F})}\left(\frac{1\text{ V}}{10\text{ V}}\right) = 100\text{ Hz}$$

6-4.4 Convertidor de voltaje a frecuencia

Hay dos formas de cambiar o modular la frecuencia de oscilación de la figura 6-8. En la ecuación (6-9c) se ve que la frecuencia es directamente proporcional a E_i e inversamente proporcional a V_{ref}. Las ventajas y desventajas de cada método se examinarán con un ejemplo.

Ejemplo 6-9

Si en la figura 6-8, E_i se duplica a – 2 V, encuentre la nueva frecuencia de oscilación.

Solución. Se usa $|E_i|$ en la ecuación (6-9c)

$$f = \left(\frac{1}{R_iC}\right)\frac{E_i}{V_{ref}} = \frac{1}{(10 \times 10^3\ \Omega)(0.1 \times 10^{-6}\text{ F})}\frac{E_i}{10\text{ V}}$$

$$= \frac{1}{1.0 \times 10^{-3}\text{ s}}\frac{E_i}{10\text{ V}} = \left(\frac{100\text{ Hz}}{\text{volt}}\right)E_i$$

Para E_i = – 2 V, f = (2 V)(100 Hz/V) = 200 Hz. Por tanto, cuando E_i cambia de 0 V a – 10 V, la frecuencia cambia de 0 Hz a 1 kHz. La amplitud pico de la onda diente de sierra permanece igual a V_{ref} (10 V) para todas las frecuencias.

Ejemplo 6-10

Con los valores de E_i, R_i y C mostrados en la figura 6-7(a). Reduzca V_{ref} a la mitad, 5 V. ¿La frecuencia se duplica, o bien, se reduce a la mitad?

Solución Del ejemplo 6-8 y de la ecuación 6-9c,

$$f = \frac{1\ \text{V}}{(\text{ms})V_{ref}} = \frac{(1000\ \text{Hz})/\text{V}}{V_{ref}}$$

Para $V_{ref} = 10$ V, $f = 100$ Hz. Para $V_{ref} = 5$ V, la frecuencia se duplica a 200 Hz. Conforme se *reduce* V_{ref}, de 10 V a 0 V, la frecuencia aumenta de 100 Hz a un valor muy alto.

Este tipo de modulación de frecuencia por medio de V_{ref}, tiene dos desventajas en lo que atañe al control de frecuencia por E_i. Primero, la relación entre el voltaje de entrada, V_{ref}, y la frecuencia de salida es *no* lineal. Segundo, el voltaje de salida pico de diente de sierra no es constante, pues varía directamente con respecto a V_{ref}.

6-4.5 Modulación de frecuencia y codificación por corrimiento de frecuencia

Los ejemplos 6-9 y 6-10 indican un método para lograr la *modulación de frecuencia* (FM). Por lo tanto, si la amplitud de E_i varía, la frecuencia del oscilador diente de sierra será cambiada o modulada. Si E_i se manipula entre dos niveles de voltaje, el oscilador diente de sierra conmuta frecuencias. Este tipo de aplicación se denomina *codificación por corrimiento de frecuencia* (FSK) y se emplea para transmisión de datos. Estas frecuencias previamente establecidas corresponden a los estados "0" y "1" en un sistema binario (denominados comúnmente espacio y marca).

6-4.6 Desventajas

Los generadores de onda triangular de la sección 6-3 son económicos y confiables. No obstante, presentan dos desventajas. Las tasas de aumento y disminución de la onda triangular son desiguales. Esto se debe a que las magnitudes de $+V_{sat}$ y $-V_{sat}$ son diferentes.

En la sección siguiente sustituiremos un AD630 por el comparador. Esto producira precisamente los voltajes ± de onda cuadrada iguales que *también* serán iguales a los voltajes pico ± de onda triangular. Una vez que se ha realizado un generador de onda triangular de *precisión* se empleará para manejar un generador de función trigonométrica avanzado para realizar un generador de onda senoidal de precisión.

6-5 MODULADOR/DEMODULADOR BALANCEADO, EL AD630

6-5.1 Introducción

El AD630 es un circuito integrado avanzado. Tiene 20 patas, las cuales permiten que este circuito integrado con ganancia de voltaje conmutada actúe como modulador, demodulador, detector de fase y multiplexor, así como realizar otras tareas de acondicionamiento de señales. El AD630 se conecta, conforme a la figura 6-9(a), como un amplificador de ganancia conmutada (+ 1 o –1) controlada. Esta aplicación particular, se analizará en el estudio de la función desempeñada por las terminales dominantes.

6-5.2 Terminales de entrada y salida

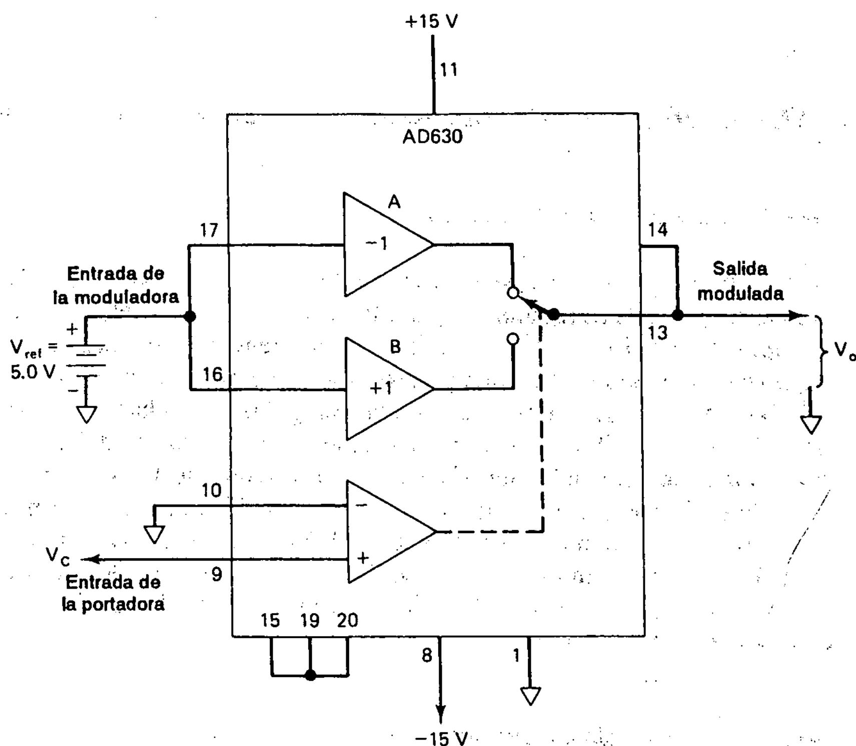
La señal de entrada V_{ref} se conecta a las *terminales de modulación* 16 y 17 de la figura 6-9, y, por tanto, a las entradas de los amplificadores A y B. La ganancia de A se programa para – 1 y B para + 1 cortocircuiteando las terminales (1) 13 a 14, (2) 15 a 19 a 20, (3) 16 a 17, y (4) conectando a tierra la pata 1.

La terminal portadora de entrada, terminal 9 (en esta aplicación), determina cuál amplificador, A o B, se conecta a la terminal de salida. Si la terminal 9 está *arriba* del voltaje en la terminal 10 (tierra), se selecciona el amplificador B. Entonces, el voltaje en la terminal 13 de salida es igual a V_{ref} veces (+ 1).

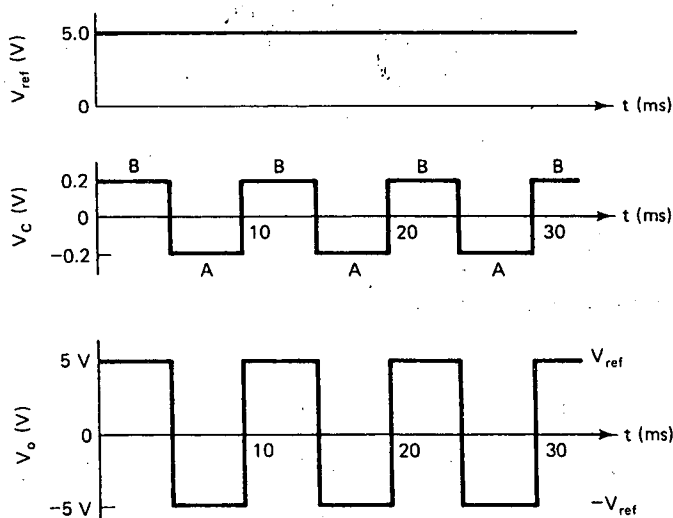
Si el voltaje de la terminal 9 está por debajo de tierra (negativa), se selecciona el amplificador A y la terminal 13 de salida es igual a V_{ref} veces (– 1). (Nótese que en circuitos de comunicación, V_{ref} se denomina *dato analógico* o *voltaje de señal.* V_c se denomina *voltaje interruptor* o *voltaje de la señal portadora* . V_o es la salida modulada. Esto es, la *amplitud* de la señal de baja frecuencia se imprime en la onda portadora de alta frecuencia, de aquí los nombres seleccionados para las terminales de entrada y salida del AD630.)

6-5.3 Formas de onda de entrada y salida

En la figura 6-9(b) V_{ref} es un voltaje de cd de 5.0 V. V_c es una onda cuadrada de 100 Hz con amplitudes pico que deben exceder ± 1mV. En la figura 6-9(b) se muestra que V_o debe conmutar en forma sincronizada con V_c de $+V_{ref}$ a $-V_{ref}$, y viceversa. Se substituirá el $\pm V_{sat}$ del comparador 301 de las figuras 6-6 o 6-7 con V_{ref} + o –. Además, V_{ref} se puede ajustar fácilmente para cualquier valor necesario. Como se muestra en la sección siguiente, V_{ref} establecerá los valores pico negativo y positivo de los generadores de onda triangular y de onda cuadrada.



(a) El AD630 está cableado como un amplificador de ganancia conmutada



(b) Formas de onda de salida y de entrada

FIGURA 6-9 Operación del modulador/demodulador balanceado AD630 como un amplificador de ganancia conmutada. (a) Cableado para una ganancia de +1 o –1; (b) el conductor V_C selecciona ganancias de +1 o –1 para la entrada V_{ref}. La salida V_o es precisamente igual a V_{ref} o $-V_{ref}$.

6-6 GENERADOR DE ONDA TRIANGULAR Y CUADRADA DE PRECISION

6-6.1 Operación del circuito

Con sólo seis partes además de una fuente de voltaje, V_{ref}, se puede realizar un generador de onda triangular y cuadrada de precisión como el de la figura 6-10(a). La operación del circuito se explica con referencia a las formas de onda de la figura 6-10(b). Se inicia en tiempo cero. La salida de onda cuadrada V_{OS} comienza en $-V_{ref}$ o -5 V. Esto obliga a la onda triangular V_{OT} a hacerse positiva a partir de $-V_{ref} = -5$ V. Durante este tiempo la terminal 9 está por debajo de tierra para seleccionar una ganancia del AD630 de -1 y mantiene V_{OS} en -5 V.

En el tiempo $T/2 = 0.5$ ms, V_{OT} alcanza $+5$ V, en donde la terminal 9 se hace positiva para seleccionar una ganancia del AD630 de $+1$. Esto conmuta súbitamente V_{OS} a $V_{ref} = +5$ V. Entonces V_{OS} lleva V_{OT} a negativo. Cuando V_{OT} alcanza -5 V, la pata 9 va negativa a $T = 1.0$ ms y conmuta súbitamente V_{OS} a -5 V. Esto completa un ciclo de oscilación e inicia otro.

6-6.2 Frecuencia de oscilación

La manera más sencilla de encontrar la frecuencia de oscilación es comenzar por la tasa de incremento de la onda triangular, V_{OT}/t en volts por segundo. La tasa de incremento de la onda triangular de 0 a 0.5 ms en la figura 6-10(b) se encuentra a partir de

$$\frac{V_{OT}}{t} = \frac{V_{ref}}{R_i C} \qquad \textbf{(6-10)}$$

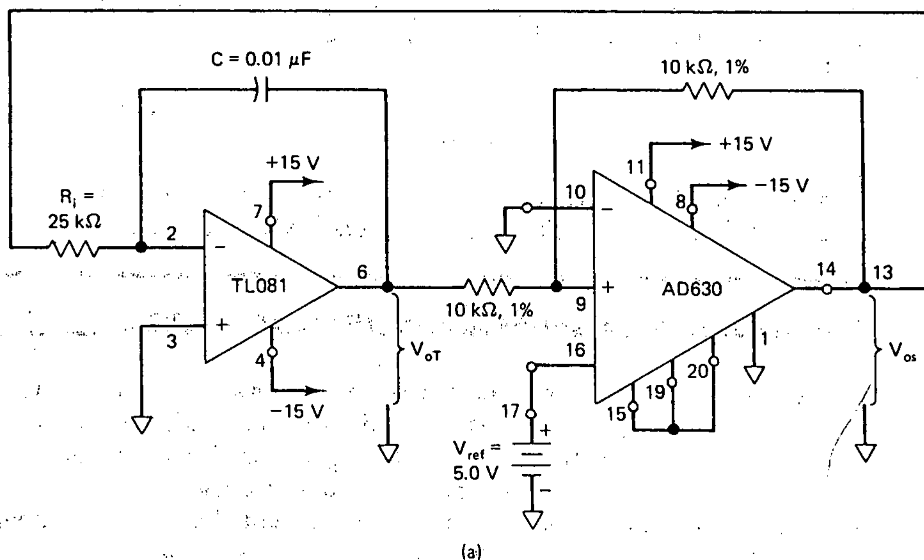
El tiempo t para medio ciclo es $T/2$ y durante ese tiempo, V_{OT} cambia a $2V_{ref}$. Sustituimos t y V_{OT} en la ecuación (6-10) para obtener

$$\frac{2V_{ref}}{T/2} = \frac{V_{ref}}{R_i C} \qquad \textbf{(6-11)}$$

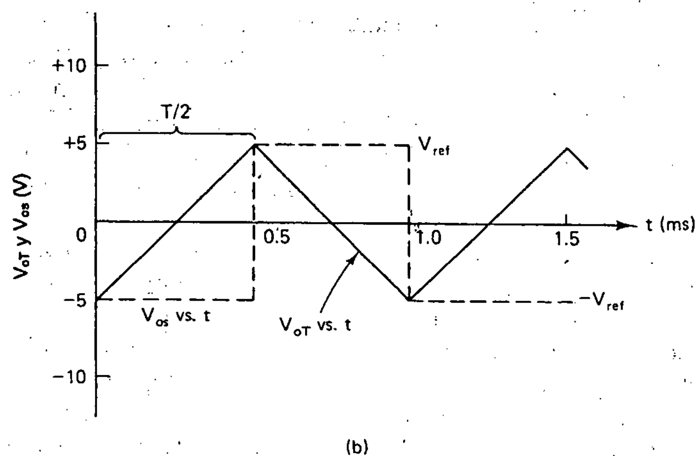
y despejamos tanto el periodo T como la frecuencia de oscilación f:

$$T = 4R_i C \qquad \text{y} \qquad f = \frac{1}{T} = \frac{1}{4R_i C} \qquad \textbf{(6-12)}$$

Nótese que V_{ref} se cancela en las ecuaciones (6-11) y (6-12). Esta ventaja es muy importante. Los voltajes pico de las señales de onda triangular y cuadrada se establecen por medio de $+V_{ref}$. Conforme se ajusta V_{ref} *no* se modifica la frecuencia de oscilación.



(a)



(b)

FIGURA 6-10 El oscilador de onda cuadrada/triangular de precisión en (a) tiene las formas de onda de (b). V_{ref} debe aislarse para una fuente de voltaje de baja impedancia. (a) Oscilador de onda triangular/cuadrada de precisión (comparado con la figura 6-6). V_{ref} debe ser una fuente de baja impedancia. V_{ref} establece los valores pico ± y R_i ajusta la frecuencia. (b) Formas de onda de salida cuadrada y triangular.

Ejemplo 6-11

Construya un generador de onda triangular/cuadrada que tenga un voltaje pico de ± 5 V y oscile a una frecuencia de 1.0 kHz.

Solución Elija V_{ref} = 5.0 V. Para impedancia baja, V_{ref} debe ser la salida de un amplificador operacional. Elija en forma arbitraria C = 0.01 μF. De la ecuación (6-12),

$$R_i = \frac{1}{4fC} = \frac{1}{4(1000)(0.01\ \mu F)} = 25.0\ k\Omega$$

Para un ajuste fino de la frecuencia de salida, R_i se puede realizar con una resistencia de 22 kΩ en serie con una resistencia variable de 5 ó 10 kΩ.

6-7 ESTUDIO SOBRE LA GENERACION DE ONDA SINOIDAL

Los generadores de funciones comerciales producen señales triangulares, cuadradas y sinoidales cuya frecuencia y amplitud puede modificar el usuario. Para obtener una salida sinoidal, la onda triangular pasa a través de una red de formación que consiste en resistencias y diodos seleccionados con cuidado. Las ondas senoidales así producidas son razonablemente buenas. Sin embargo, hay cierta distorsión, en particular en el pico de la onda senoidal.

Cuando una aplicación requiere una onda senoidal de una sola frecuencia, los osciladores convencionales usan técnicas de cambio de fase que por lo general emplean (1) dos redes *RC* de sintonía y (2) circuitos complejos limitadores de amplitud. Para minimizar la distorsión, el circuito limitador debe ajustarse en forma convencional para cada oscilador. Es difícil variar la frecuencia de esta oscilación, porque hay que variar dos redes *RC* y sus valores deben mantener una diferencia constante entre ± 1%.

La invención reciente de dos circuitos integrados avanzados ha eliminado las desventajas del ajuste difícil de frecuencia y control difícil de amplitud. Son el AD630 y el AD639. El AD630 ya se ha empleado para generar una onda triangular de precisión cuya frecuencia y amplitud son precisas y fáciles de ajustar. Se conectará la salida de la onda triangular V_{OT} de la figura 6-10(a), a un generador de función trigonométrica universal AD639. El circuito resultante tendrá las mejores cualidades de un *generador de onda senoidal de precisión* cuya frecuencia será fácil de ajustar.

6-8 GENERADOR DE FUNCION TRIGONOMETRICA UNIVERSAL, EL AD639

6-8.1 Introducción

El AD639 es un generador de función trigonométrica avanzado. Realizará todas las funciones trigonométricas en *tiempo real*, inclusive sen, cos, tan, csc, sec y cotan. Cuando una calculadora realiza una función trigonométrica, el operador oprime una cifra correspondiente a la cantidad de grados angulares y oprime SIN. La calculadora hace una pausa, luego exhibe una cifra que indica el seno del

ángulo. Esto es, en la computadora se registra una cifra correspondiente al ángulo θ y la calculadora procesa una cifra correspondiente a sen θ.

El AD639 acepta un voltaje de entrada que representa al ángulo. Se denomina *voltaje angular,* V_{ang}. El voltaje angular del AD639 se obtiene de

$$V_{ang} = \left(\frac{20 \text{ mV}}{1°}\right)\theta = \left(\frac{1 \text{ V}}{50°}\right)\theta \tag{6-13}$$

Hay 4 terminales disponibles. Sin embargo sólo se estudiará la entrada activa que genera señales senoidales. El voltaje de salida será igual a sen θ o 10 sen θ, dependiendo de cómo se programe la terminal de control de ganancia interna.

6-8.2 Operación con la función senoidal

En la figura 6-11, el AD639 está cableado para una salida V_O = 1 sen θ. Hay cuatro terminales de entrada: 1, 2, 7 y 8. Si se cablea conforme a la figura, el chip realiza una función senoidal. Las terminales 3, 4 y 10 controlan la ganancia. Normalmente, 3 y 4 están conectados a tierra, de tal forma que la terminal 10 pueda activar el control de ganancia interna. Cuando la terminal 10 está cableada a $-V_S$ o terminal 9, resulta una ganancia de 1. Al cablear la terminal 10 a $+V_S$ o a la terminal 16 produce una ganancia de + 10. *Entonces,* V_0 = 10 sen θ. La terminal 6 es un voltaje de referencia de precisión de 1.80 V que corresponde a un voltaje angular de 90° [véase la ecuación (6-13)]. La función de operación senoidal se analiza por medio de un ejemplo.

Ejemplo 6-12

Se calcula el voltaje angular de entrada necesario y el voltaje de salida resultante para ángulos de (a) ± 45°; (b) 90°; (c) ± 225°; (d) ± 405°.

Solución De la ecuación (6-13) y de la figura 6-11

(a) $V_{ang} = \left(\frac{20 \text{ mV}}{1°}\right)(\pm 45°) = \pm 0.90$ V, $V_o = 1 \text{ sen}(\pm 45°) = \pm 0.707$ V.

(b) $V_{ang} = \left(\frac{20 \text{ mV}}{1°}\right)(\pm 90°) = \pm 1.80$ V, $V_o = 1 \text{ sen}(\pm 90°) = \pm 1.0$ V.

(c) $V_{ang} = \left(\frac{20 \text{ mV}}{1°}\right)(\pm 225°) = \pm 4.50$ V, $V_o = 1 \text{ sen}(\pm 225°) = \pm 0.707$ V.

(d) $V_{ang} = \left(\frac{20 \text{ mV}}{1°}\right)(\pm 405°) = \pm 8.10$ V, $V_o = 1 \text{ sen}(\pm 405°) = \pm 0.707$ V.

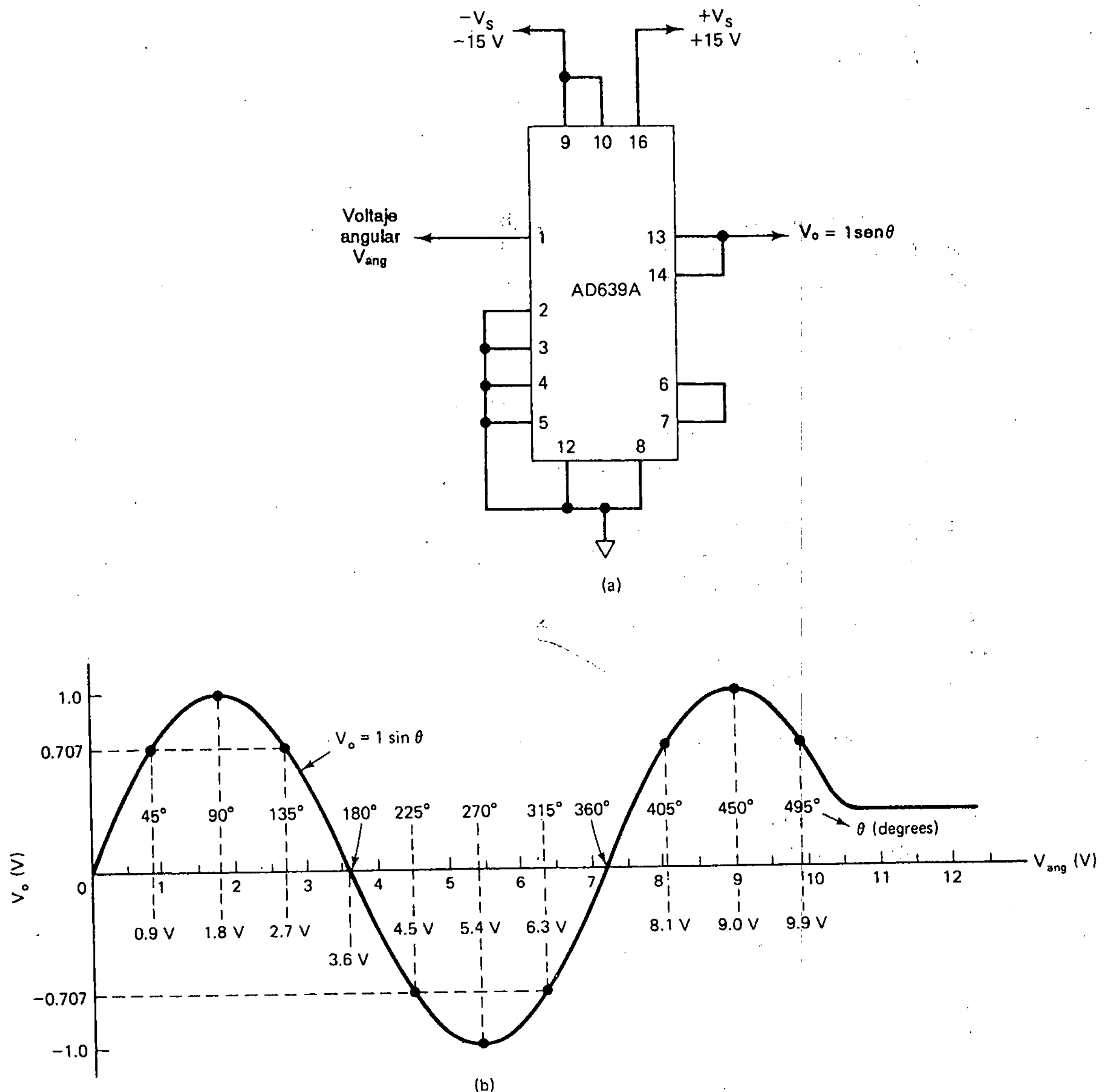


FIGURA 6-11 El AD639 tiene las terminales programadas en (a) para actuar como un generador de función senoidal. Cada ± 20 mV de voltaje angular de entrada corresponden a un ángulo de entrada de $\theta = \pm 1°$. La salida V_O es igual a $1 \times$ sen θ. (a) El AD639A tiene las terminales programadas para dar una salida senoidal del voltaje angular; (b) el voltaje de salida V_O es igual al seno de θ si θ está representado por un voltaje angular de 20 mV por grado angular.

TABLA 6-1 FUNCIONES SENOIDALES DEL AD639[a]

Entrada		Salida (V)	
θ (grados angulares)	Voltaje angular V_{ang} (V)	$V_o = 1$ sen θ (cablear terminal 10 a la 9)	$V_o = 10$ sen θ (cablear terminal 10 a la 16)
0	0.00	0.000	0.000
±45	±0.90	±0.707	±7.07
±90	±1.80	±1.000	±10.07
±135	±2.70	±0.707	±7.07
±180	±3.60	0.000	0.000
±225	±4.50	±0.707	±7.07
±270	±5.40	±1.000	±10.00
±315	±6.30	±0.707	±7.07
±360	±7.20	0.000	±0.00
±405	±8.10	±0.707	±7.07
±450	±9.00	±1.000	±10.00
±495	±9.90	±0.707	±7.07
±500	±10.00	±0.643	±6.43

[a] Conectar la terminal 10 a la 9 para programar V_o = sen θ; o conectar la terminal 10 a la 16 para programar $V_o = 10$ sen θ. El voltaje angular de entrada $V_{ang} = (20 \text{ mV}/1^\circ\text{C})\ \theta$.

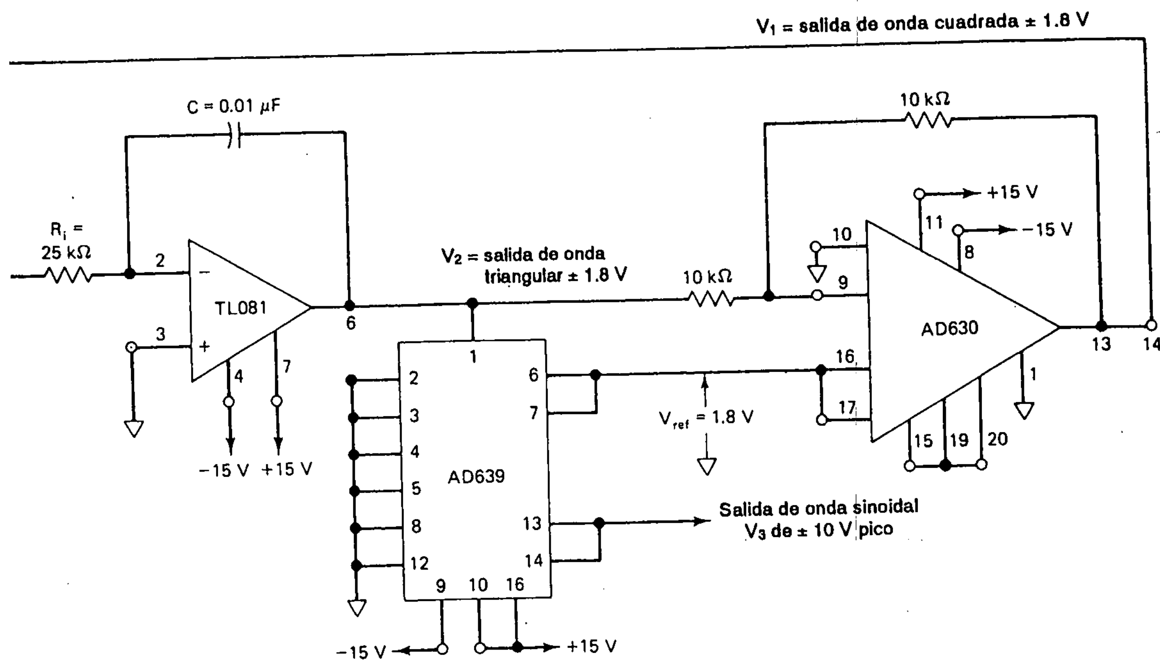
El ejemplo 6-12 ilustra con claridad que el AD639, tan sobresaliente como es, no puede dar una salida sinusoidal de, por ejemplo, 36,000°. Esto necesitaría un voltaje angular de 720 V. El suministro normal de ± 15 V, limita el ángulo de entrada útil garantizado a ± 500° o ± 10,000 V. Los resultados del ejemplo 6-12 se extienden para resumir el desempeño del generador de función senoidal en la tabla 6-1 y en la figura 6-11(b).

En la figura 6-11(b) se traza el diagrama de V_o en función de V_{ang} y θ. Un análisis de esta figura muestra que si V_{ang} *se pudiera variar angularmente* por medio de una onda triangular, V_o *variaría senoidalmente.* Además, si la frecuencia de la onda triangular se pudiera variar muy fácil, la frecuencia de onda senoidal podría sintonizarse, ajustarse o variarse fácilmente. Este es el objetivo de la sección siguiente.

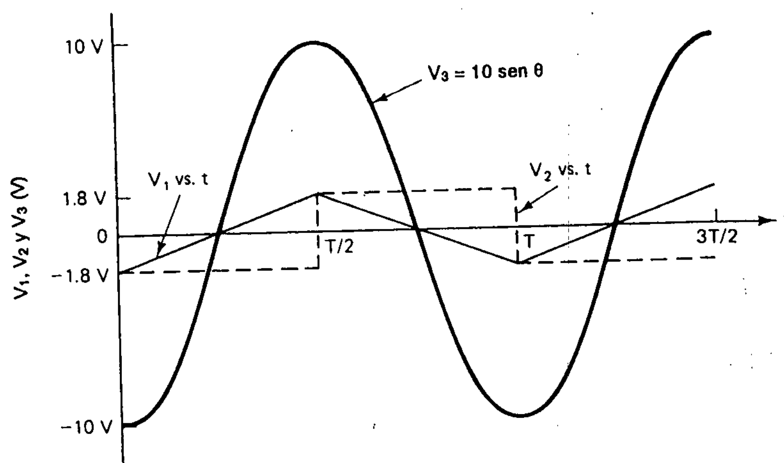
6-9 GENERADOR DE ONDA SENOIDAL DE PRECISION

6-9.1 Operación del circuito

Conectar el oscilador de onda triangular de precisión de la figura 6-10 al generador de función senoidal de la figura 6-11, para construir el generador de onda senoidal de *precisión* de la figura 6-12. Como un beneficio extra, también tenemos salidas de onda triangular y onda cuadrada de precisión. El voltaje de referencia, 1.80 V, del AD639 se conecta a las entradas de modulación 16 y 17 del modulador AD630



(a) Circuito del generador de onda senoidal de precisión



(b) Formas de onda

FIGURA 6-12 La frecuencia del generador de onda triangular de precisión en (a) se puede cambiar con facilidad ajustando R_i. Las formas de onda de salida se muestran en (b). Sus amplitudes son independientes de la frecuencia.

de la figura 6-9. Ahora se analiza la operación del circuito, haciendo referencia a la figura 6-12.

Lapso de incremento de la onda triangular, 0 a $T/2$ en la figura 6-12(b)

1. AD630:
   a. La terminal 13 está en $-V_{ref} = -1.8$ V, causando que:
   b. La terminal 9 seleccione la ganancia = – 1 para mantener la terminal 13 en – 1.8 V, y
   c. El voltaje de salida del amplificador operacional se incremente en forma de rampa.
2. *Amplificador operacional:*
   a. La terminal 6 cambia en forma de rampa de $-V_{ref} = -1.8$ V *hacia* $+V_{ref} = 1.8$ V para:
   b. Mantener negativa la terminal 9 del AD630, y
   c. Llevar la entrada 1 del AD639 con voltaje angular linealmente de – 1.8 a 1.8 V.
3. *AD639*:
   a. El voltaje angular de entrada de la terminal 1, corresponde a un ángulo de entrada que varía linealmente de – 90 a +90°.
   b. De la terminal 13 sale $V_o = 10 \operatorname{sen} \theta$ de – 10 a + 10 V.

Cuando la terminal 6 del amplificador operacional alcanza +1.8 V, la terminal 9 del AD630 pasa a positiva para seleccionar una ganancia de +1. Su salida, en 13, conmuta súbitamente a +1.8 V. Esto inicia el *tiempo de caída.*

Tiempo de caída de onda triangular. $T/2$ a T en la figura 6-12(b)

1. *AD630*: Causa que la rampa de la onda triangular disminuya de + 1.8 V a – 1.8 V, la ganancia se conmuta a – 1 y comienza un nuevo ciclo.
2. *Amplificador operacional*: Aplica un voltaje angular a la entrada de la terminal 1 del AD639 que varía ligeramente de +1.8 a – 1.8 V.
3. *AD639*: Su voltaje angular de entrada corresponde a un ángulo de entrada de = +90° a – 90°. De la terminal 13 sale una onda senoidal que varía de +10 a – 10 V.

6-9.2 Frecuencia de oscilación

La frecuencia de oscilación, f, está determinada por R_i, C, y el amplificador operacional de la figura 6-12(a) de

$$f = \frac{1}{4R_i C} \tag{6-14}$$

Las amplitudes pico de la onda triangular y de la onda cuadrada son iguales a ± 1.8 V. La onda senoidal tiene amplitud pico de ± 10 V y está sincronizada con la onda triangular (terminal el pico ± 1 V, cambiar la conexión de la terminal 10 del AD639 a $-V_S$.)

Ejemplo 6-13
Sea $C = 0.025\ \mu F$ en la figura 6-12(a) (dos capacitores de $0.05\ \mu F$ en serie). ¿Cómo cambia la frecuencia cuando R_i cambia de 10 kΩ a 100 kΩ?

Solución De la ecuación (6-14),

$$f = \frac{1}{4(10\text{ k}\Omega)(0.025\ \mu\text{F})} = \text{kHz}, \qquad f = \frac{1}{4(100\text{ k}\Omega)(0.025\ \mu\text{F})}$$
$$= 100\text{ Hz} \qquad\qquad = 10\text{ Hz}$$

El ejemplo 6-13 muestra la abrumadora superioridad de este generador de onda múltiple. La frecuencia se sintoniza fácilmente y con precisión.

EJERCICIOS DE LABORATORIO

Algunos de los circuitos presentados en este capítulo son de naturaleza introductoria, y se ofrecen para simplificar la comprensión de la operación de circuitos. El resto ofrece experiencias excelentes en el diseño y el análisis de generadores de señales. Las sugerencias siguientes se ofrecen como punto de partida para algunos experimentos básicos.

6-1. (a) Construya el circuito del oscilador de la figura 6-1 con los valores de los componentes dados en los ejemplos 6-1 a 6-3. Grafique las formas de onda para V_C y V_o.

(b) Trace un diagrama de frecuencia en función de R_f conforme R_f varía de 100 kΩ a 10 kΩ.

6-2. (a) Construya el multivibrador de un disparo de la figura 6-4, excepto que R_f = 10 kΩ, por tanto, τ será igual a 0.2 ms.

(b) Se usará un oscilador de onda cuadrada para E_i con una frecuencia de 500 Hz a 5 V pico. Se usará un osciloscopio para monitorear el pulso de salida. Varíe

el valor pico de E_i para encontrar el valor mínimo necesario para que el oscilador opere en forma confiable.

(c) Monitoree la terminal 2 para observar el tiempo de recuperación antes y después de agregar D_D y R_D de la figura 6-5(a).

6-3. **(a)** Construya el oscilador de onda triangular y el oscilador de onda cuadrada de la figura 6-6. Mida con cuidado la forma de onda en V_A y en V_B con un osciloscopio. Los valores de los voltaje pico positivo y negativo diferirán ligeramente, así como el periodo de cada medio ciclo.

(b) Conecte una resistencia de 10 kΩ a través del resistor R para duplicar la relación p de resistencia. Se verificará que la frecuencia de oscilación se duplique aproximadamente [véase ecuación (6-6)]. Las amplitudes pico para la onda triangular se reducirán aproximadamente a la mitad [ver ecuaciones (6-5)].

(c) Agregue un diodo al circuito en la parte (a) para observar la onda triangular unipolar de la figura 6-7(b). Verifique que el osciloscopio esté acoplado en cd, para ver que V_o pasa a 0 V exactamente en su pico inferior. Invierta el diodo para ver una onda triangular unipolar negativa.

6-4. Para un oscilador de baja frecuencia controlado por voltaje con salida diente de sierra, se construirá el circuito de la figura 6-8 y el ejemplo de diseño 6-8. Varíe E_i de -1 a -10 V y trace el diagrama de la frecuencia del voltaje rampa en función de E_i. La frecuencia debe aumentar linealmente con E_i de 100 a 1000 Hz.

6-5. Es un placer trabajar con los circuitos intregrados avanzados de las figuras 6-9 a 6-12. Los autores presentaron estos circuitos en el orden en el que deben usarse en el laboratorio. Los pasos requeridos para completar un oscilador de onda cuadrada/triangular senoidal de precisión son:

1. Construya el circuito de la figura 6-9(a). Establezca V_c para un pico de ± 1 V a 100 Hz. Se medirán las formas de onda de la figura 6-9b para conocer la operación del AD630 como amplificador de ganancia conmutada. Ahora, remueva V_{ref} y V_c y conserve el circuito.
2. El AD630 se conectará al circuito TL081 (o 741) de la figura 6-10(a) para conocer acerca de un generador de onda triangular/cuadrada de precisión. Nótese que la frecuencia de oscilación *no* variará conforme se modifique V_{ref} para establecer los voltajes pico de las ondas triangular y cuadrada. Varíe R_i para cambiar la frecuencia y notar que los picos no varían (sólo dependen de V_{ref}). Conserve este circuito.
3. Utilice el circuito de la figura 6-11 y del ejemplo 6-12 para obtener experiencia con el AD639. Conserve este circuito. Ahora, se dispone de todos los ingredientes para el producto final.
4. El AD639 se conectará (paso 3) al generador de onda triangular de precisión (paso 2) para obtener el generador de onda triangular/cuadrada senoidal de *precisión* de la figura 6-12. Varíe R_i de 100 Ω a 10 kΩ para apreciar qué tan fácil es variar diez veces la frecuencia senoidal, de 10 a 100 Hz. Cambie C a 0.1 μF y la frecuencia variará de 100 a 1000 Hz para la misma variación en R_i de 100 a 10 kΩ. *Nota*: Las amplitudes pico de todas las ondas permanecen iguales e independientes de la frecuencia.

PROBLEMAS

6-1. Trace dos diagramas de un circuito multivibrador con $R_1 = 100$ kΩ, $R_2 = 86$ kΩ, Rf = 10 kΩ, y $C = 0.01$ μF. Muestre la dirección de la corriente a través de C, y calcule tanto V_{UT} como V_{LT} para: **(a)** $V_o = +V_{sat} = 15$ V; **(b)** $V_o = -V_{sat} = -15$ V.

6-2. Calcule la frecuencia de oscilación para el circuito del multivibrador en el problema 6-1.

6-3. Si en el problema 6-1, C se cambia a 0.1 μF, ¿podría esperarse que la frecuencia de salida oscile a 500 Hz? (Véase el ejemplo 6-3) ¿Qué se le puede hacer a R_f para que la frecuencia aumente a 1000 Hz?

6-4. El multivibrador monoestable de las figuras 6-4 y 6-5 genera un pulso de salida negativo en respuesta a una señal de entrada que pasa a negativo. ¿Cómo se pueden modificar estos circuitos para obtener un impulso de salida negativo para una transición de entrada que pasa a positivo?

6-5. Explique qué se pretende decir con tiempo de recuperación *monoestable*.

6-6. Trace un diagrama de un circuito multivibrador de un disparo cuya salida produzca un pulso negativo cuya duración sea de 1 ms con un tiempo de recuperación cercano a 0.1 ms.

6-7. Suponiendo por cuestiones de simplicidad que los voltajes de saturación en el oscilador de onda triangular de la figura 6-6 son ± 15 V, $R_i = R = 10$ kΩ, $C = 0.1$ μF, y $pR = 50$ kΩ. Encuentre los voltajes pico de la onda triangular y la frecuencia de oscilación.

6-8. En referencia al circuito del oscilador de onda triangular de la figura 6-6. ¿Qué pasa con los voltajes de salida pico y con la frecuencia oscilatoria si **(a)** sólo se duplica pR ; **(b)** si se duplica R_i solamente; **(c)** si se duplica sólo el capacitor C.

6-9. Cambie pR a 14 kΩ y C a 0.1 μF en el generador unipolar de onda triangular de la figura 6-7. Encuentre el valor de salida pico resultante y la frecuencia de oscilación. (Véase el ejemplo 6-7.)

6-10. En el generador de onda diente de sierra de la figura 6-8, sea $V_{ref} = 1$ V, $R_i = 10$ kΩ y $C = 0.1$ uF.
- **(a)** Encuentre una expresión para la frecuencia f en términos de E_i
- **(b)** Calcule f para $E_i = 1$ V y $E_i = 2$ V.

6-11. Estas preguntas se refieren al circuito modulador balanceado AD630 en la figura 6-9.
- **(a)** Enuncie la aplicación para la cual se cablea el AD630.
- **(b)** Cuando la terminal 9 está a voltaje positivo. ¿Qué amplificador se selecciona y cuál es el valor de V_o?
- **(c)** Suponga que V_{ref} es una onda senoidal de ± 1 V pico y que la terminal 9 está en 1 V; ¿Qué sucede en V_o cuando la terminal 9 cambia a − 1 V?

6-12. La figura 6-10 muestra un oscilador de onda triangular/cuadrada de precisión. Tres componentes controlan voltajes de salida pico y la frecuencia oscilatoria, R_i, C y V_{ref}.

(a) ¿Que hace cada uno?

(b) ¿Se puede ajustar la frecuencia oscilatoria independientemente de las salidas pico, y viceversa?

(c) ¿Qué debe hacerse para cambiar la frecuencia de 100 Hz a 500 Hz y los voltajes pico de ±5 V a ±1 V?

6-13. $V_o = 0.866$ V en el generador de función sinusoidal de la figura 6-11.

(a) ¿Qué ángulo representa esto?

(b) ¿Cuál es el valor del voltaje angular de entrada?

6-14. Calcular V_o en la figura 6-11 cuando el ángulo de entrada es 30° y la pata 10 está cableada a **(a)** la terminal 9 o **(b)** la pata 10.

6-15. Diseñar un oscilador de onda sinusoidal cuya frecuencia puede variarse de 0.5 Hz a 50 Hz con un resistor variable tan solo?

www.elsolucionario.net

CAPITULO 7

Amplificadores operacionales con diodos

OBJETIVOS DE APRENDIZAJE

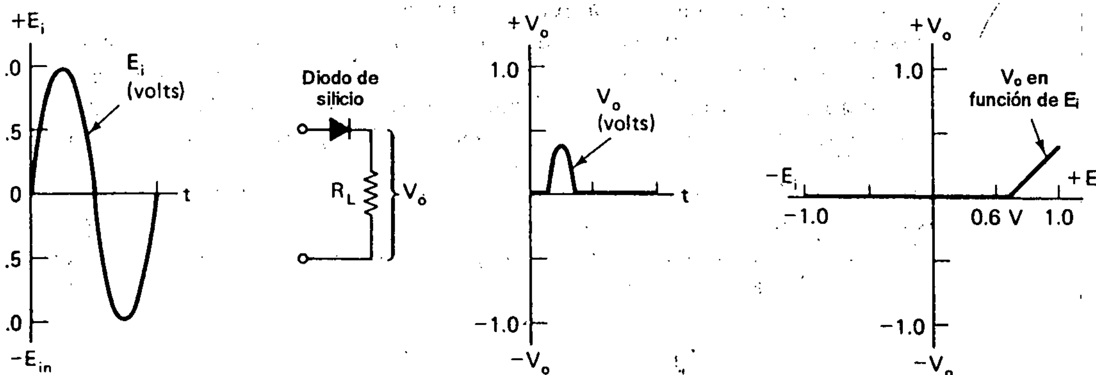
Después de terminar este capítulo dedicado a los amplificadores operacionales con diodos, el estudiante será capaz de:

- Trazar el circuito de un rectificador de media onda (o lineal) de precisión.
- Mostrar al flujo de corriente y los voltajes del circuito del rectificador de media onda de precisión para entradas positivas y negativas.
- Hacer lo mismo que en los dos objetivos anteriores con rectificadores de onda completa de precisión.
- Dibujar dos tipos de circuito rectificador de onda completa.
- Explicar la operación de un circuito detector de pico.
- Incorporar un capacitor a un rectificador de media onda de precisión para construir un circuito convertidor de ca en cd (de valor medio).

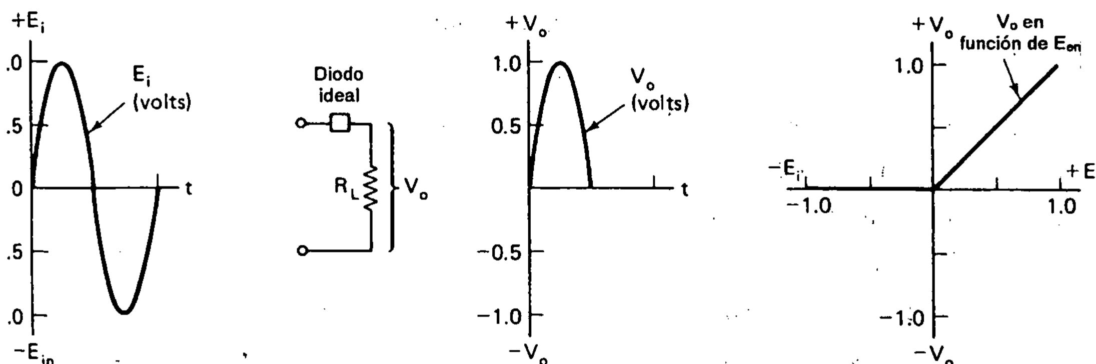
- Explicar la operación de los circuitos con zona muerta.
- Dibujar un circuito recortador de precisión y explicar su operación.
- Describa las últimas cinco áreas de aplicación para los rectificadores de precisión.

7-0 INTRODUCCION A LOS RECTIFICADORES DE PRECISION

La mayor limitación de los diodos de silicio ordinarios es que no pueden rectificar voltajes abajo de 0.6 V. Por ejemplo, la figura 7-1(a) muestra que V_O no responde a entradas positivas abajo de 0.6 V en un rectificador de media onda construido



(a) Los diodos reales no pueden rectificar voltajes pequeños de ca debido a la caída de voltaje de 0.6 V en el diodo



(b) Un circuito rectificador de precisión lineal de media onda rectifica en forma precisa cualquier señal de ca sin importar su amplitud y actúa como un diodo ideal

FIGURA 7-1 El diodo común de silicio requiere 0.6 V de polarización en directa para conducir. Por tanto, no puede rectificar voltajes pequeños de ca. Un circuito rectificador de precisión de media onda supera esta limitación.

con un diodo de silicio ordinario. En la figura 7-1(b) se ilustran las formas de onda para un rectificador de media onda construido con un diodo ideal. Aparece un voltaje de salida para todos los voltajes positivos de entrada, aun aquellos abajo de 0.6 V. Puede diseñarse un circuito que actúe como diodo ideal usando un amplificador operacional y dos diodos ordinarios. El resultado es un circuito poderoso capaz de rectificar señales de entrada de sólo unos cuantos milivolts.

El bajo costo de este circuito equivalente al diodo ideal permite que se utilice de manera habitual en muchas aplicaciones. En forma aproximada pueden agruparse en las siguientes clasificaciones: rectificadores lineales de media onda y rectificadores de onda completa de precisión.

1. *Rectificadores lineales de media onda.* El circuito rectificador lineal de media onda entrega una salida que depende de la magnitud *y polaridad* del voltaje de entrada. Se mostrará que el circuito rectificador lineal de media onda se puede modificar para llevar a cabo una variedad de aplicaciones de procesamiento de señal. El rectificador lineal de media onda también se denomina *rectificador de media onda de precisión* y actúa como diodo ideal.
2. *Rectificadores de precisión de onda completa.* El circuito rectificador de precisión de onda completa, suministra una salida proporcional a la magnitud pero *no* la polaridad de la entrada. Por ejemplo, la salida puede ser positiva a 2 V para entradas ya sea de +2 V o – 2 V. Como el valor absoluto de + 2 V y – 2 V es igual a +2 V, el rectificador de precisión de onda completa también se conoce como *circuito de valor absoluto.*

Las aplicaciones de los rectificadores lineal de media onda y de onda completa de precisión incluyen:

1. Detección de señales de amplitud modulada
2. Circuitos con zona muerta
3. Circuitos acotados de precisión o *recortadores*
4. Interruptores de corriente
5. Formadores de onda
6. Indicadores de valor pico
7. Circuitos de muestreo y retención
8. Circuitos de valor absoluto
9. Circuitos promediadores
10. Detectores de polaridad de señal
11. Convertidores de ca a cd

7-1 RECTIFICADORES LINEALES DE MEDIA ONDA

7-1.1 Introducción

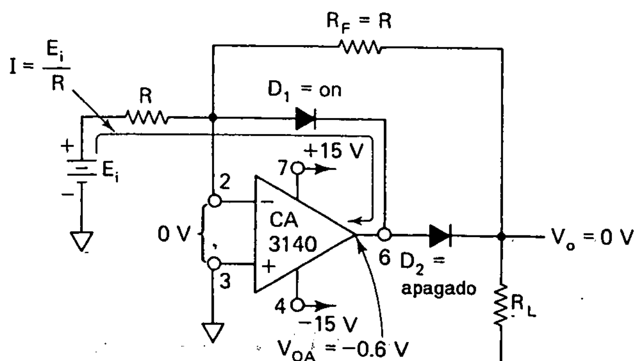
Los circuitos rectificadores de media onda transmiten sólo medio ciclo de una señal y eliminan la otra mitad *haciendo* la salida a cero volts. El medio ciclo de entrada que se transmite puede ser invertido o no invertido. También puede experimentar ganancia, atenuación o permanecer sin cambio en magnitud, dependiendo de la elección de resistencias y la colocación de diodos en el circuito amplificador operacional.

7-1.2 Rectificador inversor lineal de media onda con salida positiva

El amplificador inversor se convierte en un rectificador de media onda lineal (precisión lineal) agregando dos diodos como se muestra en la figura 7-2. Cuando E_i es positivo, en la figura 7-2(a), el diodo D_1 conduce y causa que el voltaje de salida del amp op V_{OA}, se haga negativo en una caída de diodo ($\approx$ 0.6 V). Esto obliga al diodo D_2 a estar en polarización inversa. El voltaje de salida del circuito V_o se iguala a cero porque la corriente de entrada I fluye a través de D_1. Para todos los propósitos prácticos, no fluye corriente a través de R_F y por tanto $V_o = 0$.

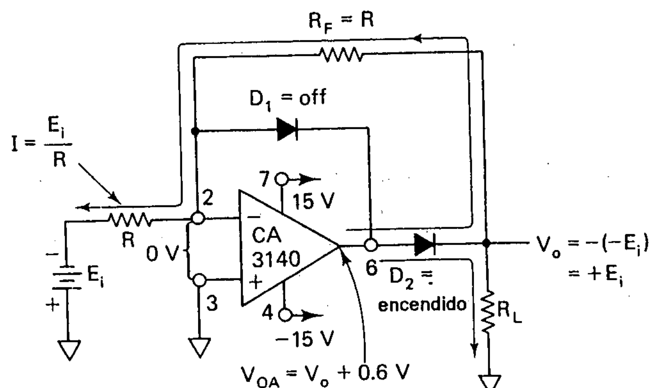
Observe que la carga está modelada por una resistencia R_L y siempre debe ser resistiva. Si la carga fuera un capacitor, inductor, fuente de voltaje o de corriente, entonces V_o *no* será igual a cero.

En la figura 7-2(b), la entrada negativa E_i obliga a que la salida del amp op V_{OA} pase a positivo. Esto provoca que D_2 conduzca. Entonces el circuito actúa como un inversor dado que $R_F = R_i$ y $V_o = -(-E_i) = +E_i$. Puesto que la entrada (–) está a potencial tierra, el diodo D_1 está en polarización inversa. La corriente de entrada se



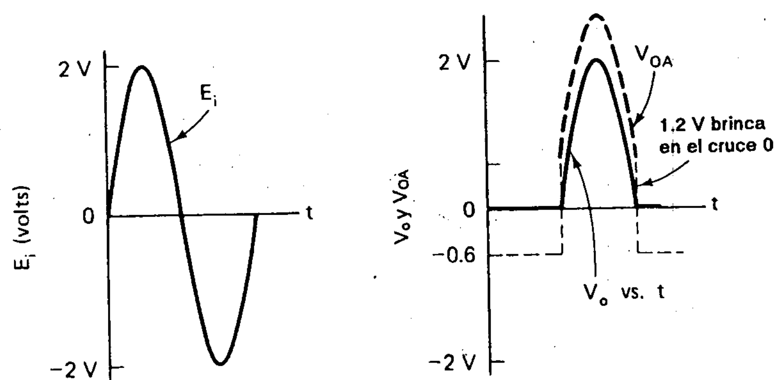
(a) La salida V_O está limitada a 0 V para todos los voltajes positivos de entrada

FIGURA 7-2 Dos diodos convierten un amplificador inversor en un rectificador lineal de media onda (ideal) inversor de salida positiva. El voltaje V_o de salida es positivo e igual a la magnitud de E_i para entradas negativas e igual a 0 V para todas las entradas positivas. Los diodos son 1N914 o 1N4154.



(b) La salida V_o es positiva e igual a la magnitud de E_i para todas las entradas negativas

FIGURA 7-2 (Cont.)



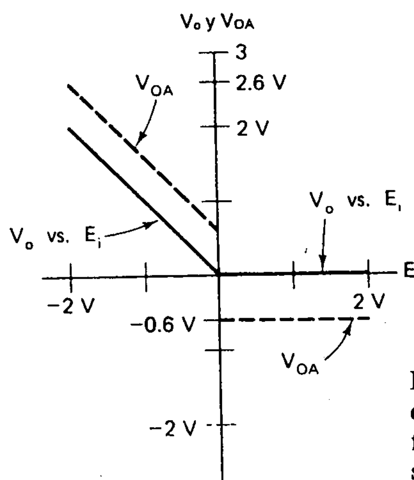
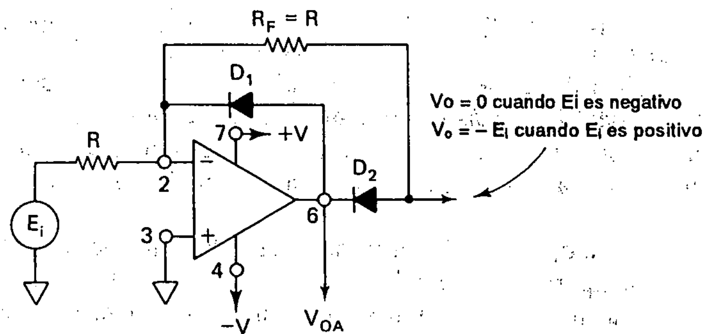
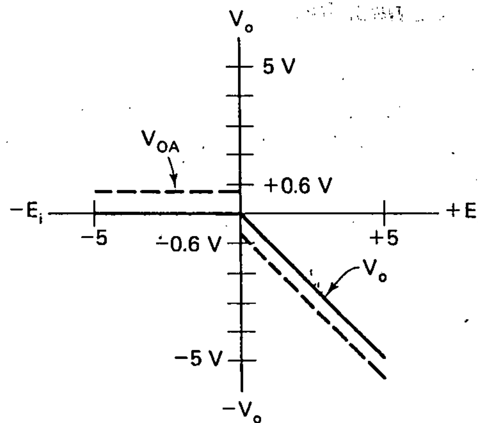


FIGURA 7-3 Características de entrada y transferencia de un rectificador ideal de media onda, inversor de salida positiva.



(a) Rectificador de media onda lineal inversor: salida negativa



(b) Característica de transferencia V_o en función de E_i

FIGURA 7-4 Al invertir los diodos en la figura 7-2 se obtiene un rectificador de media onda lineal inversor. Este circuito transmite e invierte sólo señales de entrada positivas.

establece en E_i/R_i y la ganancia es $-R_F/R_i$. Recuérdese que esta ecuación de ganancia se aplica sólo para las entradas negativas y V_o puede ser sólo positiva o cero.

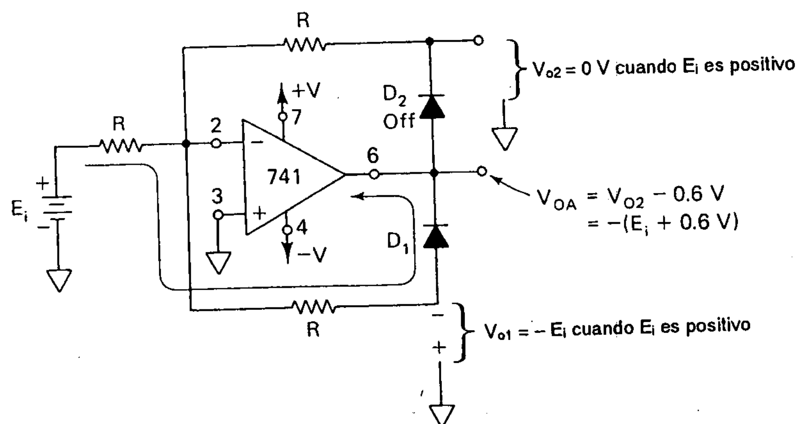
La operación del circuito se resume por las formas de onda en la figura 7-3. Vo puede ser sólo positiva en respuesta lineal a las entradas negativas. La propiedad más importante de este rectificador lineal de media onda se examina ahora. Un diodo ordinario de silicio o incluso un diodo portador de calor (''hot carrier diode'') requiere unos pocos décimos de volt para estar polarizado en directa. Cualquier señal de voltaje abajo de este nivel de umbral no puede rectificarse. Sin embargo por la conexión del diodo en el circuito de retroalimentación de un amplificador operacio-

nal, el voltaje de umbral del diodo casi se elimina. Por ejemplo, en la figura 7-2(b) sea E_i un voltaje bajo de – 0.1 V. E_i y R_i convierten este voltaje bajo en una corriente que circula a través de D_2. V_{OA} pasa al voltaje requerido para alimentar la caída necesaria del diodo más la caída de voltaje a través de R_f. Por tanto, voltajes de entrada de milivolts pueden rectificarse ya que la polarización directa del diodo se produce automáticamente por la acción de retroalimentación negativa del amplificador operacional.

Por último, observe la forma de onda de la salida del amplificador operacional V_{OA} en la figura 7-3. Cuando E_i cruza 0 V (pasando a negativo), V_{OA} cambia rápidamente de – 0.6 V a + 0.6 V conforme cambia para alimentar la caída en D_2 y luego la caída en D_1. Este salto puede monitorearse con un diferenciador para indicar el cruce por cero. Durante el tiempo del salto, el amplificador operacional opera en lazo abierto.

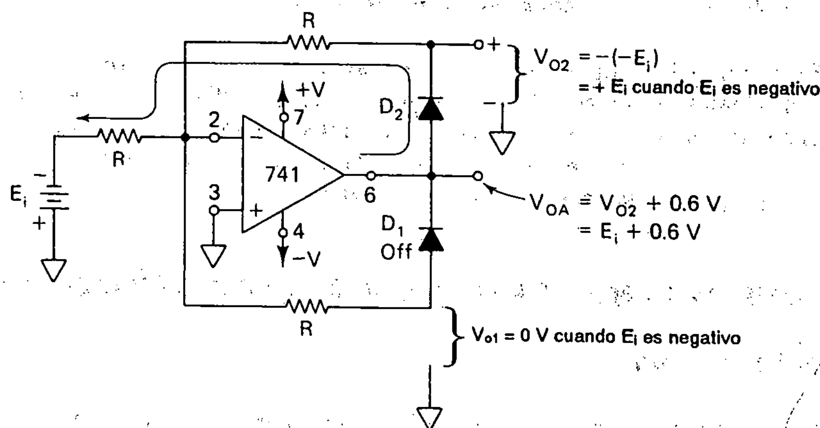
7-1.3 *Rectificador inversor lineal de media onda con salida negativa*

Los diodos en la figura 7-2 pueden invertirse como se muestra en la figura 7-4. Ahora sólo se transmiten las entradas de señales positivas y se invierten. El voltaje de salida V_o es igual a 0 V para todas las entradas negativas. La operación del circuito se resume con la gráfica de V_o y V_{OA} comparados con E_i en la figura 7-4(b).



(a) Cuando E_i es positivo, V_{o1} es negativo y V_{o2} está acortado a 0 V

FIGURA 7-5 Este circuito invierte y separa las polaridades de la señal de entrada E_i. Una salida positiva en V_{o2} indica que E_i es negativo, y una salida negativa en V_{o1} indica que E_i es positivo. Estas salidas deben aislarse.



(b) Cuando E_i es negativo, V_{o1} = 0 V y V_{o2} pasa a positivo

FIGURA 7-5 (Cont.)

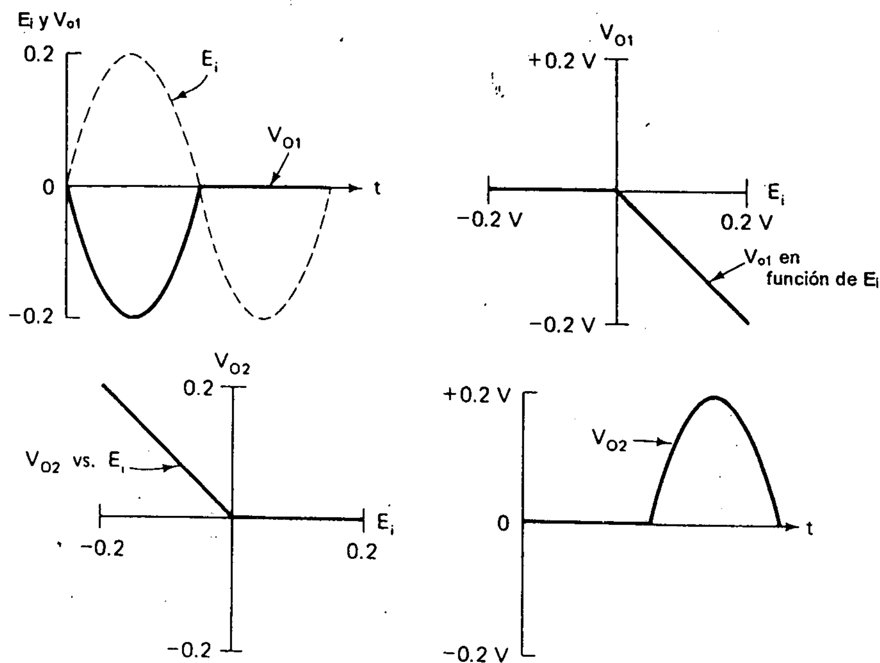


FIGURA 7-6 Voltajes de entrada y salida para el separador de polaridad en la figura 7-5.

7-1.4 Separador de polaridad de señal

El circuito en la figura 7-5 es una expansión de los circuitos en las figuras 7-2 y 7-4. Cuando E_i es positivo en la figura 7-5(a), el diodo D_1 conduce y se obtiene una salida sólo en V_{o1}. V_{o2} está acotado a 0 V. Cuando E_i es negativo, D_2 conduce, $V_{o2} = -(-E_i), = +E_i$, y V_{o1} está acotado a 0 V. Esta operación del circuito se resume por las formas de onda en la figura 7-6.

7-2 RECTIFICADORES DE PRECISION: CIRCUITO DE VALOR ABSOLUTO

7-2.1 Introducción

El rectificador de precisión de onda completa transmite una polaridad de la señal de entrada e invierte la otra. Por tanto, ambos medios ciclos de un voltaje alterno

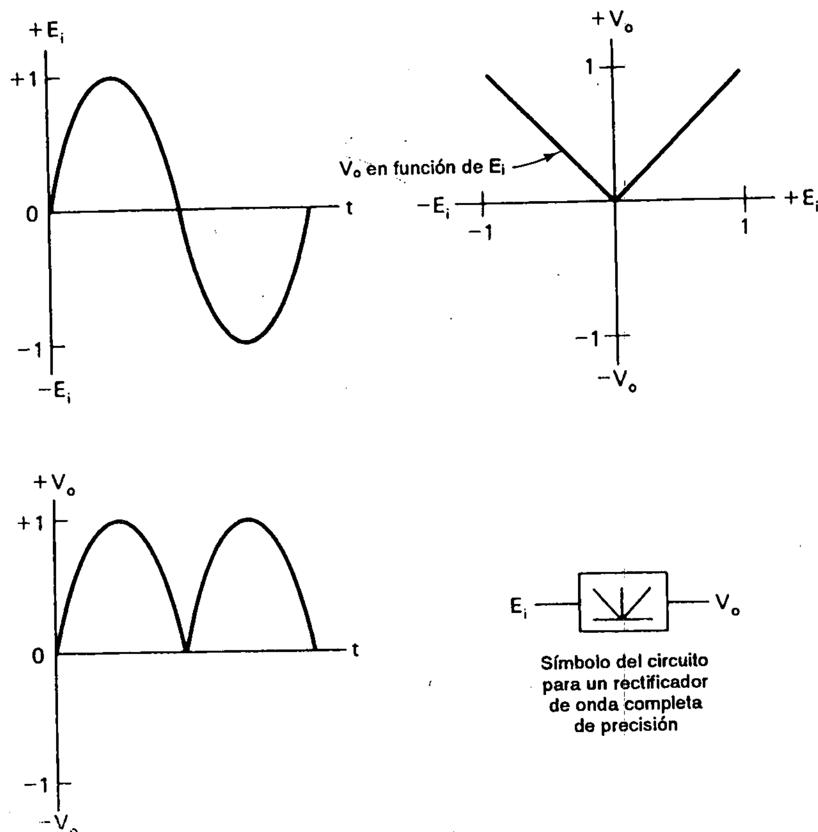


FIGURA 7-7 El rectificador de onda completa de precisión rectifica los voltajes de entrada, inclusive aquellos con voltajes menores que el voltaje de umbral de diodo.

se transmiten pero se convierten en una polaridad única a la salida del circuito. El rectificador de precisión de onda completa puede rectificar voltajes de entrada con amplitudes de milivolts.

Este tipo de circuito es útil para preparar señales para multiplicación, promedio o demodulación. Las características de un rectificador ideal de precisión se muestran en la figura 7-7.

El rectificador de precisión también se denomina *circuito de valor absoluto.* El valor absoluto de un número (o voltaje) es igual a su magnitud sin importar el signo. Por ejemplo, los valores absolutos de $|+2|$ y $|-2|$ son iguales a +2. El símbolo $|*|$ significa "valor absoluto de". En la figura 7-7 se muestra que la salida es igual al valor absoluto de la entrada. En un circuito rectificador de precisión la salida es negativa o positiva, dependiendo de cómo se instalen los diodos.

7-2.2 Tipos de rectificadores de precisión de onda completa

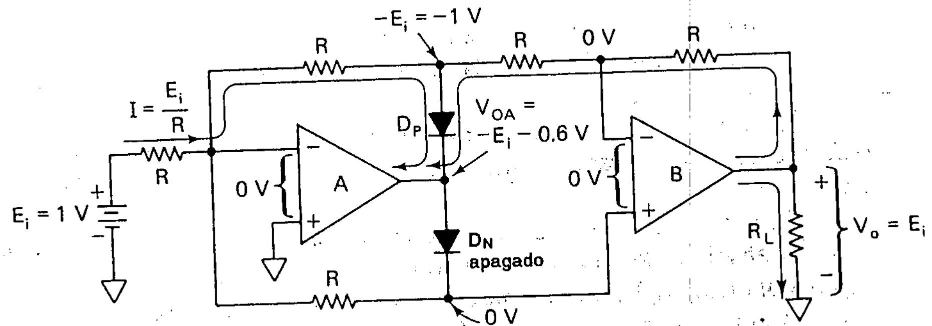
Se presentan tres tipos de rectificadores de precisión. El primero es de bajo costo, porque usa dos amplificadores operacionales, dos diodos y cinco resistencias *iguales*. Desafortunadamente no tiene alta resistencia de entrada, de modo que se da un segundo tipo que tiene alta resistencia de entrada pero requiere resistencias que sean proporcionales pero *no* todas iguales. Ninguno de estos tipos tiene un nodo sumador a potencial de tierra virtual; de modo que se presentará un tercer tipo en la sección 7-4.2 para poder realizar promedios.

Rectificador de precisión de onda completa con resistencias iguales. El primer tipo de rectificador de precisión de onda completa o circuito de valor absoluto se muestra en la figura 7-8. Este circuito tiene resistencias iguales y una resistencia de entrada igual a R. En la figura 7-8(a) se muestran las direcciones de la corriente y polaridades de los voltajes para señales de entrada positiva. El diodo *Dp* conduce de modo que ambos amplificadores operacionales *A* y *B* actúen como inversores y $V_o = +E_i$.

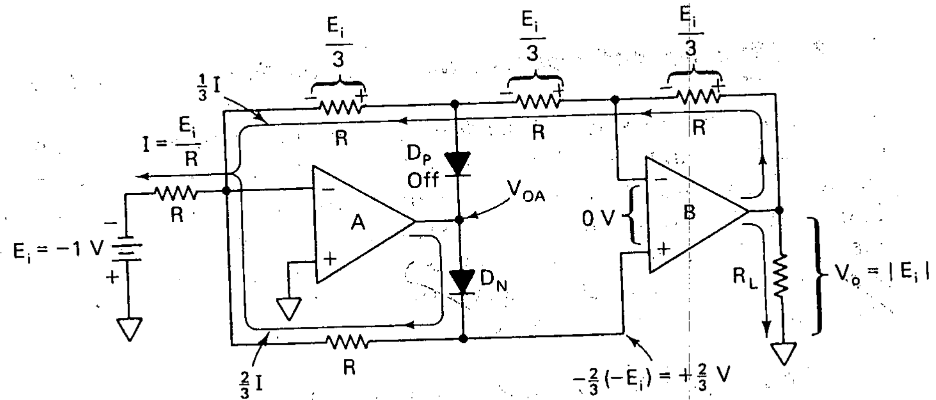
En la figura 7-8(b) se muestra que para voltajes de entrada negativos, el diodo D_N conduce. La corriente de entrada *I* se divide como se ilustra, de modo que el amp op *B* actúa como un inversor. Por tanto, el voltaje de salida V_o es positivo para cualquier polaridad de entrada E_i y V_o es igual al valor absoluto de E_i.

Las formas de onda en la figura 7-8(c) muestran que V_o es siempre de polaridad positiva y es igual al valor absoluto del valor de entrada. Para obtener salidas negativas para cualquier polaridad de E_i sólo se invierten los diodos.

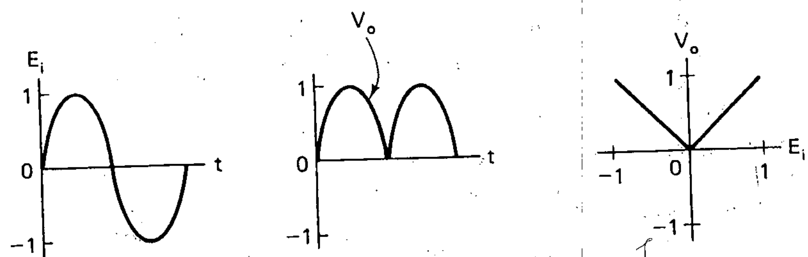
Rectificador de precisión de onda completa de alta impedancia. El segundo tipo de rectificador de precisión se muestra en la figura 7-9. La señal de entrada está conectada a las entradas de los amplificadores operacionales no inversores para obtener alta impedancia de entrada. En la figura 7-9(a) se ilustra lo que sucede para entradas positivas. E_i y R_i establecen la corriente a través del diodo D_p.



(a) Para entradas positivas D_P conduce; los amplificadores operacionales A y B actúan como amplificadores inversores



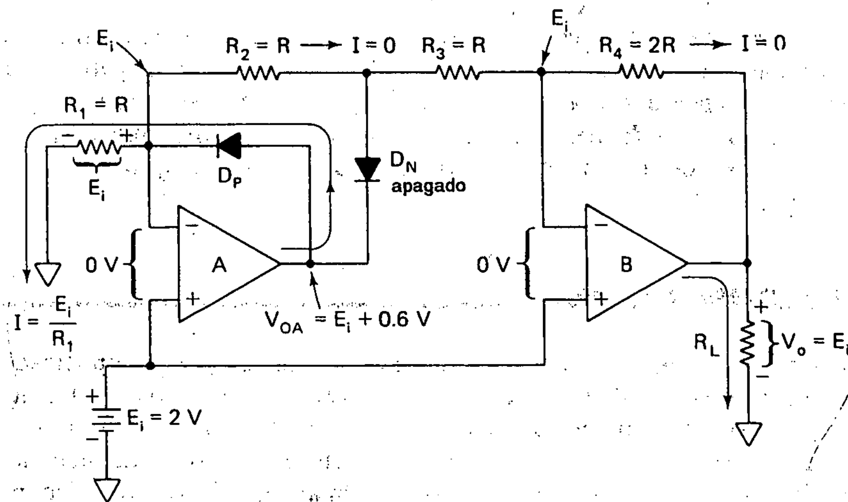
(b) Para entradas negativas, D_N conduce



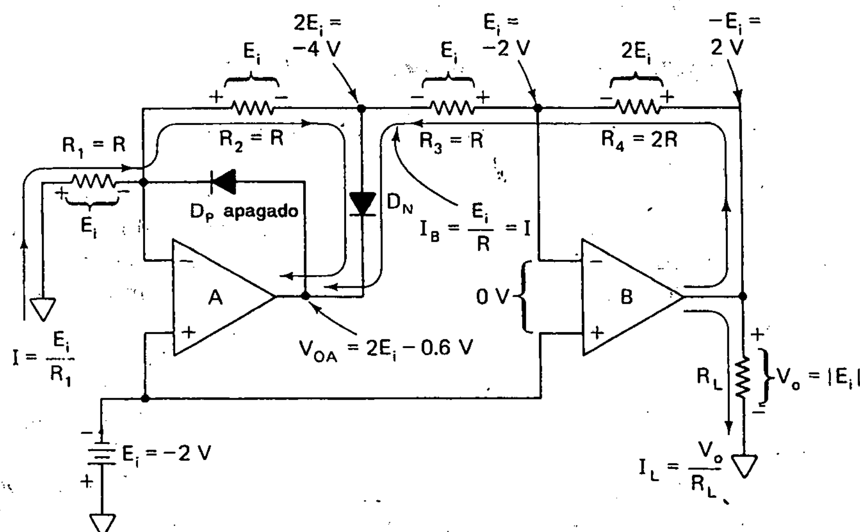
(c) Formas de onda

FIGURA 7-8 Circuito de valor absoluto o rectificador de onda completa $V_o = |E_i|$.

Las entradas (−) de ambos amplificadores operacionales están a un potencial igual a E_i, de modo que no fluye corriente a través de R_2, R_3 y R_4. Por tanto, $V_o = E_i$ para todos los voltajes de entrada positivos.



(a) Niveles de voltaje para entradas positivas: $V_o = + E_i$ para todos los E_i positivos



(b) Niveles de voltaje para entradas negativas: $V_o = -(-E_i) = |E_i|$

FIGURA 7-9 Rectificador de onda completa de precisión con impedancia de entrada alta, $R = 10$ kΩ, $2R = 20$ kΩ.

Cuando E_i pasa a negativo en la figura 7-9(b), E_i y R_1 establecen la corriente a través de R_1 y R_2 para activar el diodo D_N. Como $R_1 = R_2 = R$, el ánodo de D_N se va a $2E_i$ o $2(-E_i) = -4$ V. La entrada (–) del amplificador operacional B está a

$-E_i$. La caída de voltaje a través de R_3 es $2E_i - E_i$ o $(-4\text{ V}) - (-2) = -2\text{ V}$. Esta caída de voltaje y R_3 establecen la corriente I_3 a través de R_3 y R_4 igual a la corriente de entrada I. En consecuencia, V_o es positivo cuando E_i es negativo. Por tanto, V_o siempre es positivo a pesar de la polaridad de E_i, de modo que $V_o = |E_i|$.

Las formas de onda para este circuito son las mismas que en la figura 7-8 (c). Observe que el valor máximo de E_i está limitado por el voltaje de saturación negativo de los amplificadores operacionales.

7-3 DETECTORES DE PICO

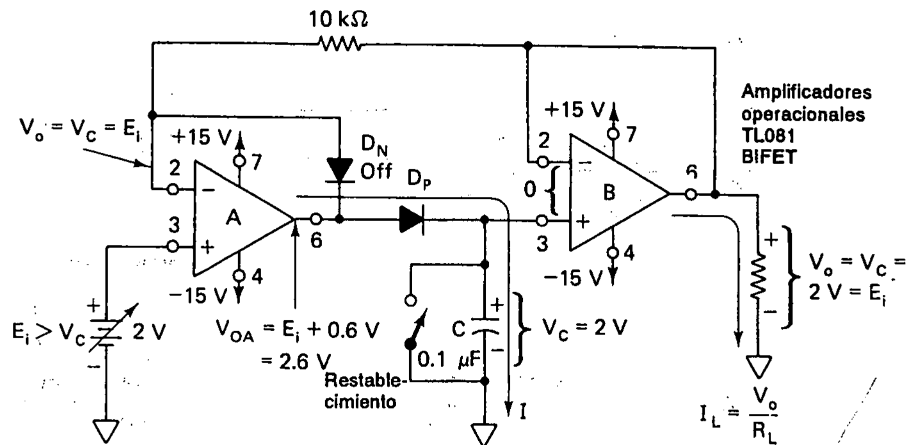
Además de rectificar con precisión una señal, los diodos y amplificadores operacionales pueden interconectarse para construir un circuito detector de pico. Este circuito sigue los picos de voltaje de una señal y almacena los valores más altos (casi indefinidamente) en un capacitor. Si un valor de señal de pico más alto llega en el transcurso, este nuevo valor se almacena. El voltaje pico más alto se almacena hasta que el capacitor se descarga por medio de un interruptor mecánico o electrónico. Este circuito detector de pico también se conoce como *seguidor y retenedor o seguidor de pico*. También se verá que al invertir dos diodos se cambia este circuito de un seguidor de pico a un *seguidor de valle*.

7-3.1 Seguidor y retenedor de pico positivo

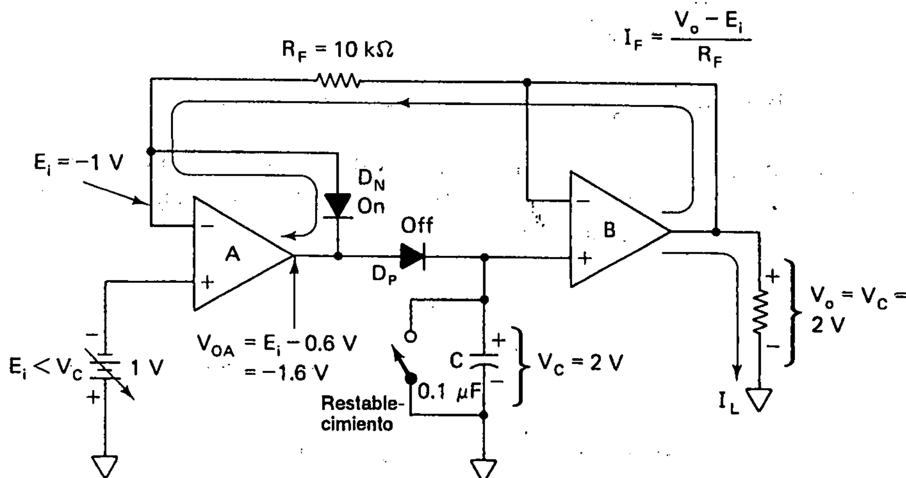
El circuito *seguidor y retenedor de pico* se muestra en la figura 7-10. Consta de dos amplificadores operacionales, dos diodos, una resistencia, un capacitor de retención y un interruptor de restablecimiento. El amplificador operacional A es un rectificador de precisión de media onda que carga C sólo cuando el voltaje de entrada E_i excede el voltaje en el capacitor V_C. El amplificador operacional B es un seguidor de voltaje cuya salida es igual a V_C. La alta impedancia de entrada del seguidor no permite que el capacitor se descargue en forma apreciable.

Para analizar la operación del circuito, se comienza con la figura 7-10(a). Cuando E_i excede a V_C, el diodo D_P está polarizado en directa para cargar el capacitor de retención C. Siempre que E_i sea más grande que V_C, C se carga hacia E_i. En consecuencia V_C sigue a E_i siempre que E_i exceda a V_C. Cuando E_i cae abajo de V_C, el diodo D_N se activa como se muestra en la figura 7-10(b). El diodo D_P se corta y desconecta a C de la salida del amplificador operacional A. El diodo D_P debe ser del tipo de baja fuga o el voltaje del capacitor se descargará (caída). Para minimizar la caída, el amplificador operacional B debe requerir pequeñas corrientes de polarización (véase el capítulo 9) y, por esta razón, debe ser de tecnología MOS (Metal-óxido-semiconductor) o tecnología BiFET (efecto de campo bipolar).

La figura 7-11 presenta un ejemplo de formas de onda de voltaje para un circuito seguidor y retenedor de voltaje positivo. Para restablecer el voltaje del capacitor de retención a cero, debe conectarse una trayectoria de descarga a través de él con una resistencia de 2 kΩ.



(a) Cuando E_i excede V_c, C se carga a E_i a través de D_p



(b) Cuando E_i es menor que V_C, C mantiene su voltaje en el valor previo más alto de E_i

FIGURA 7-10 Circuito seguidor de pico positivo y retenedor o detector de pico. Los amplificadores operacionales son TL081 BiFET.

7-3.2 Seguidor y retenedor de pico negativo

Cuando se desee retener el voltaje más bajo o más negativo de una señal, se invierten ambos diodos en la figura 7-10. Para señales de entrada bipolares o negativas, V_o almacenará el voltaje más negativo. Puede desearse monitorear un voltaje positivo y capturar cualquier transitorio negativo de corta duración.

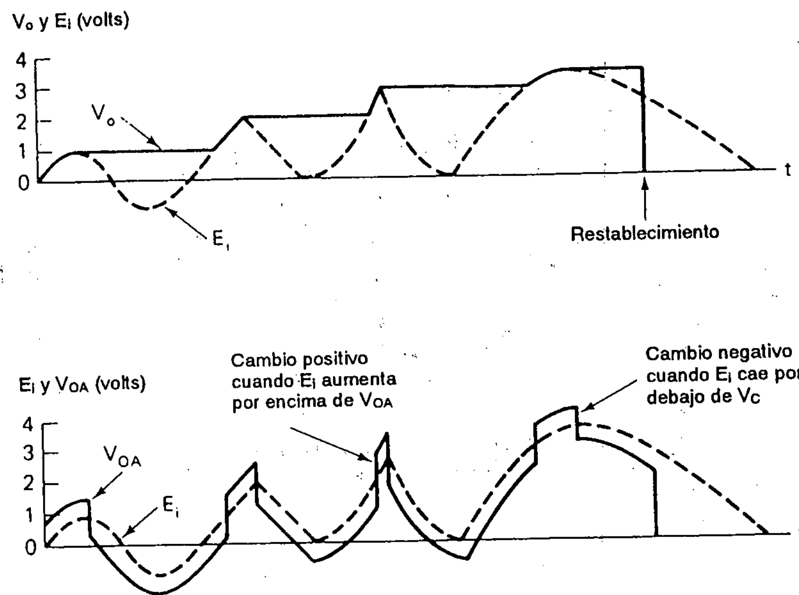


FIGURA 7-11 Formas de onda para el detector positivo de la figura 7-10(a)

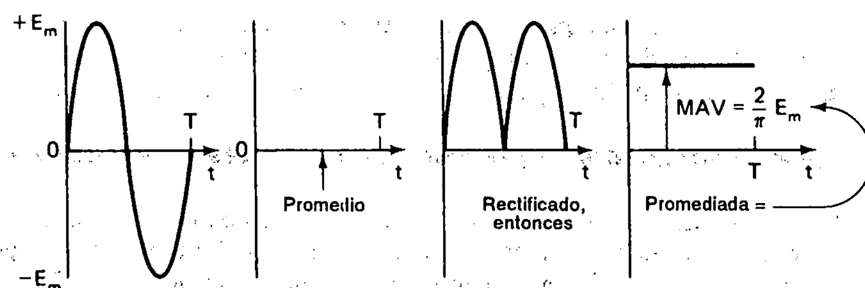
Simplemente se conecta V_C al voltaje positivo que va a monitorearse para cargar C con un voltaje positivo igual. Entonces, cuando el voltaje monitoreado baja y se recupera, V_C seguirá la caída y almacenará el valor más bajo.

7-4 CONVERTIDOR DE CA A CD

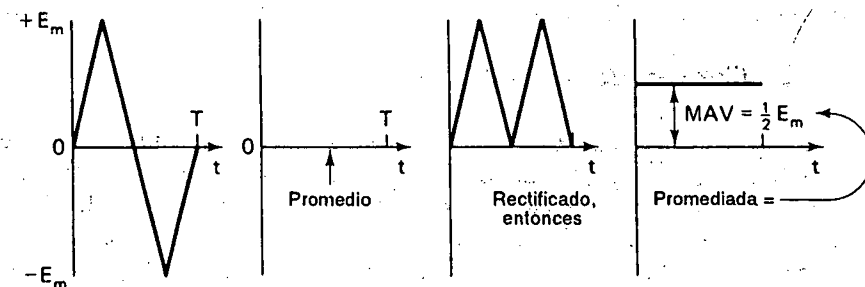
7-4.1 Conversión de ca a cd o circuito MAV

En esta sección se muestra cómo diseñar y construir un circuito basado en un amplificador operacional que calcula el valor promedio del voltaje de ca rectificado. Este tipo de circuito se denomina convertidor de ca a cd. Un circuito rectificador de onda completa también se conoce como circuito de valor absoluto y puesto que un valor promedio se denomina *valor medio,* el convertidor de ca a cd se conoce como circuito de *valor medio absoluto.* (MAV por sus siglas en inglés).

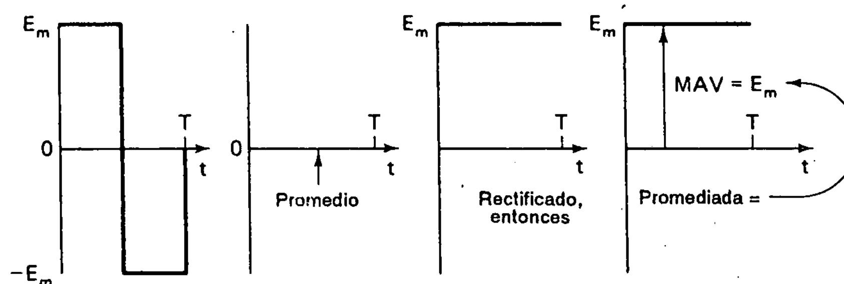
Como referencia, en la figura 7-12 puede verse la utilidad del circuito MAV. Se muestran formas de onda senoidal, triangular y cuadrada con valores máximos iguales (picos). Por tanto, un detector de pico no puede distinguir entre ellas. Los medios ciclos, positivos y negativos, son iguales para cada onda en particular. Por



(a) MAV de una onda sinusoidal



(b) MAV de una onda triangular



(c) MAV de una onda cuadrada

FIGURA 7-12 Valor medio absoluto de ondas alternantes senoidal, triangular y cuadrada.

tanto, el valor promedio de cada señal es cero, y no puede distinguirse una de otra con un circuito promediador o un dispositivo como un voltímetro de cd. Sin embargo el MAV de cada señal es diferente (véase la figura 7-12).

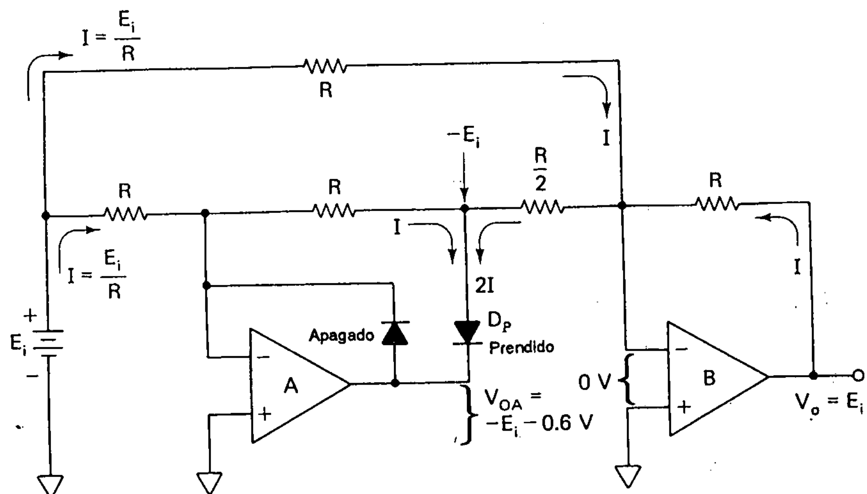
El MAV de una onda de voltaje es aproximadamente igual a su valor eficaz (rms, valor cuadrático medio). Por tanto, un circuito de bajo costo MAV puede utilizarse como sustituto para un circuito calculador de rms más costoso.

7-4.2 Rectificador de precisión con entradas conectadas a tierra

Para construir un convertidor de ca a cd, se inicia con el rectificador de precisión o amplificador de valor absoluto de la figura 7-13. Para las entradas positivas de la figura 7-13(a), el amplificador operacional A invierte E_i. El amplificador operacional B suma las salidas de A y E_i para producir una salida $V_o = E_i$. Para entradas negativas como se muestra en la figura 7-13(b), el amplificador operacional B invierte $-E_i$ y la salida del circuito V_o es $+E_i$. Por tanto, la salida del circuito V_o es positiva e igual al valor rectificado o absoluto de la entrada.

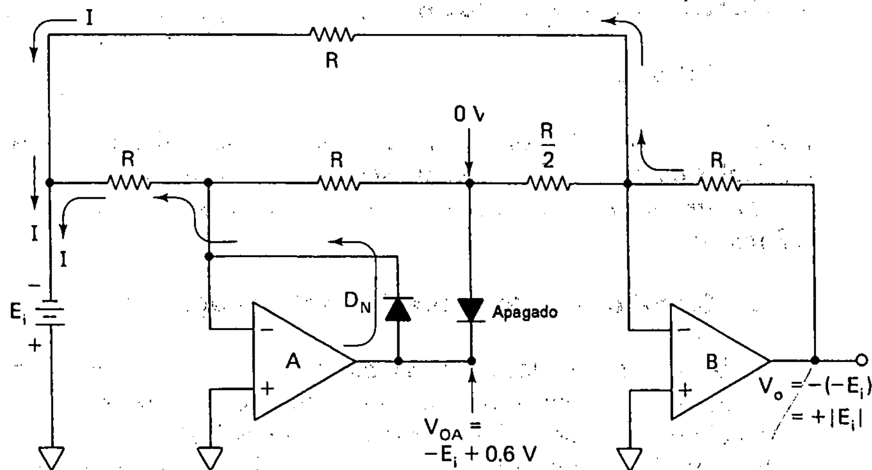
7-4.3 Convertidor de ca a cd

Al circuito de valor absoluto en la figura 7-13 se añade un capacitor de alto valor y de baja fuga (10 μF de tantalio). El circuito resultante es el amplificador MAV o convertidor de ca a cd que se muestra en la figura 7-14. El capacitor C proporciona el promedio de la salida rectificada del amplificador operacional B. Toma cerca de 50 ciclos del voltaje de entrada antes de que el voltaje del capacitor



(a) Para entradas positivas el amplificador operacional A invierte E_i; el amplificador operacional B es un inversor sumador, de modo que $V_o = E_i$

FIGURA 7-13 Este amplificador de valor absoluto tiene ambos nodos de suma al potencial de tierra durante cualquier polaridad del voltaje de entrada. $R = 20$ kΩ.



(b) Para entradas negativas, la salida de A se rectifica a 0; el amplificador operacional B invierte E_i, de modo que $V_o = +E_i$

FIGURA 7-13 (Cont.)

se establezca a su lectura final. Si las formas de onda de la figura 7-12 se aplican al convertidor de ca a cd, su salida será el MAV de la onda.

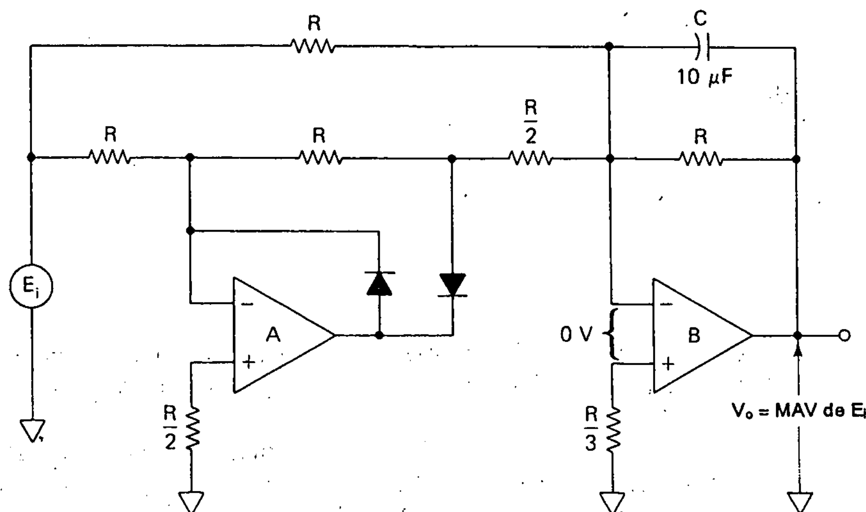


FIGURA 7-14 Añada un capacitor al amplificador de valor absoluto de la figura 7-13 para obtener este convertidor de ca a cd o amplificador de valor medio absoluto.

7-5 CIRCUITOS CON ZONA MUERTA

7-5.1 Introducción

Los circuitos comparadores indican *si* una señal está abajo o arriba de un voltaje particular de referencia. En contraste con el comparador, un circuito con zona muerta precisa *cuánto* está más abajo o arriba una señal, respecto a un voltaje de referencia.

7-5.2 Circuito con zona muerta y salida negativa

El análisis de los circuitos con zona muerta se inicia con el de la figura 7-15. Una fuente de voltaje regulado convenientemente $+V$ y una resistencia mR establecen un voltaje de referencia V_{ref}. V_{ref} se calcula mediante la ecuación $V_{ref} = +V/m$. Como se verá, el *negativo* de V_{ref}, $-V_{ref}$, establecerá la zona muerta. En la figura 7-15(a) la corriente I se determina por $+V$ y la resistencia mR quedando $I = +V/mR$.

El diodo D_N conducirá para todos los valores positivos de E_i, fijando V_{OA} y V_{OB} en 0 V. Por tanto, todas las entradas positivas se eliminan sin afectar la salida. Con objeto de obtener algún valor de salida en V_{OA}, E_i debe irse a negativo, como se muestra en la figura 7-15(b). El diodo D_P conducirá cuando la corriente de lazo E_i/R debido a E_i exceda la corriente de lazo V/mR a través de la resistencia mR.

El valor de E_i necesario para activar a D_P en la figura 7-15(b) es igual a $-V_{ref}$. Se llega a esta conclusión igualando las corrientes

$$-\frac{E_i}{R} = \frac{+V}{mR}$$

se despeja E_i

$$E_i = -\frac{+V}{m} = -V_{ref} \quad \textbf{(7-1a)}$$

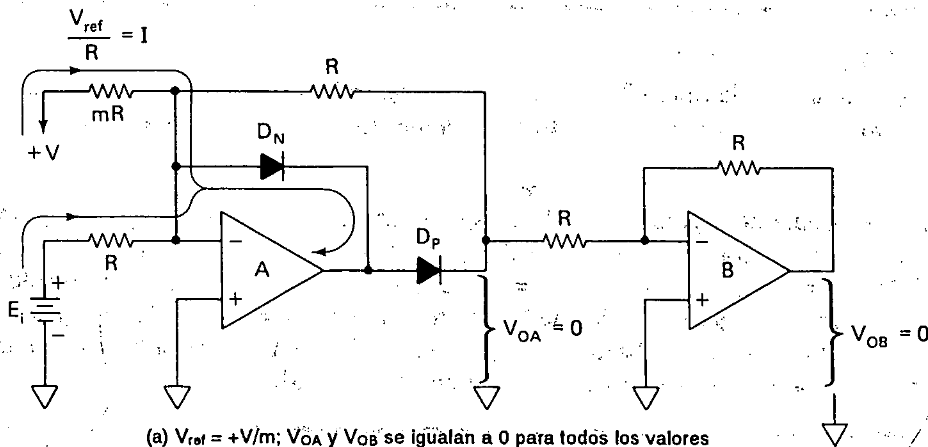
donde

$$V_{ref} = \frac{+V}{m} \quad \textbf{(7-1b)}$$

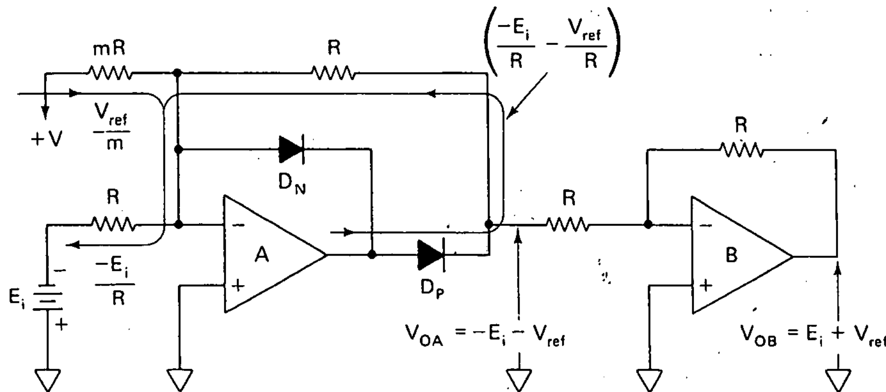
Asi, todos los valores de E_i por arriba de $-V_{ref}$, se encontrarán en la zona muerta donde no serán transmitidos [véase la figura 7-15(c)]. Las salidas V_{OA} y V_{OB} serán cero.

Cuando E_i está abajo de V_{ref}, E_i y V_{ref} se suman y el total se invierte en la salida V_{OA} y ésta se vuelve a invertir por medio del amplificador operacional B. Por tanto, V_{OB} tiene sólo salida cuando E_i cae abajo de V_{ref}. V_{OB} indica cuántos volts E_i se halla abajo de V_{ref}.

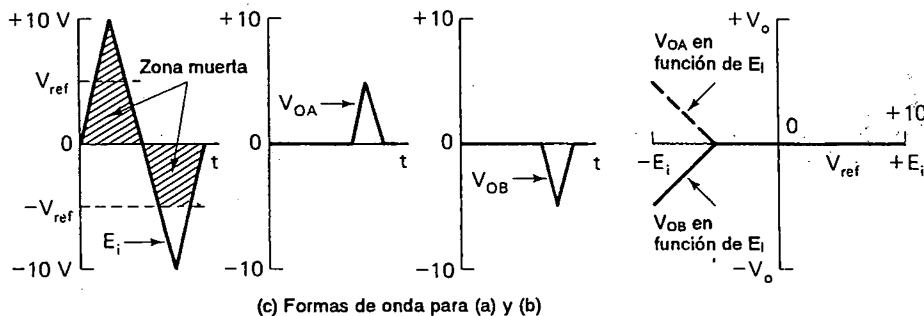
La operación del circuito se resume en las formas de onda de la figura 7-15(c). La operación del circuito se ilustra mediante el siguiente ejemplo.



(a) $V_{ref} = +V/m$; V_{OA} y V_{OB} se igualan a 0 para todos los valores positivos de E_i y todos los valores negativos de E_i por encima (o más positivo que) de $-V_{ref}$



(b) Cuando E_i es negativa y abajo de $-V_{ref}$, V_{OA} pasa a positivo a un valor de $-(E_i + V_{ref})$ y V_{OB} pasa a negativo para $E_i + V_{ref}$



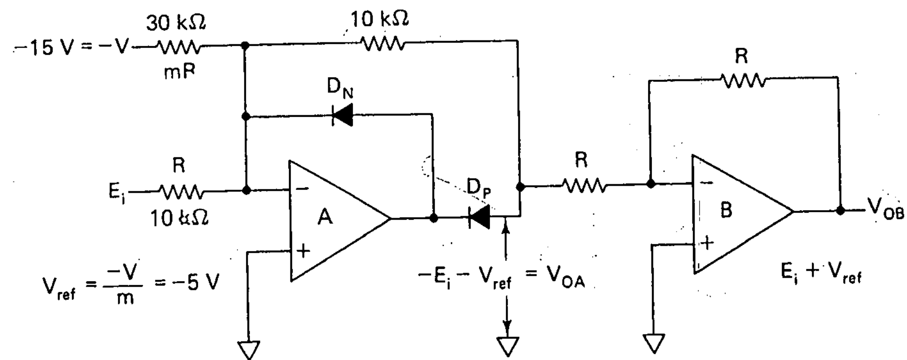
(c) Formas de onda para (a) y (b)

FIGURA 7-15 La salida V_{OB} del circuito de la zona muerta elimina todas las porciones de la señal por encima de $-V_{ref}$ donde $V_{ref} = +V/m$.

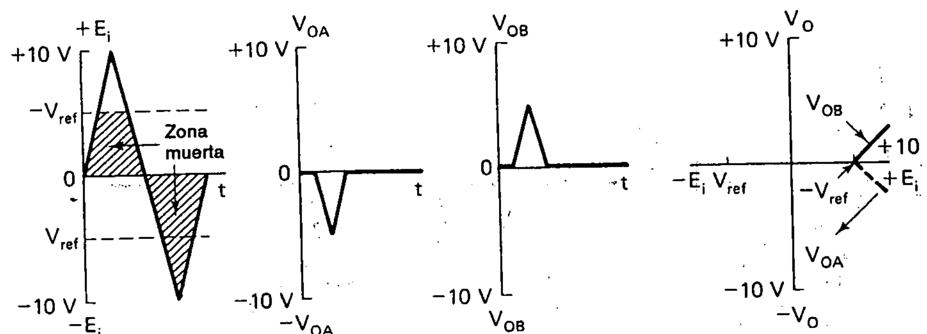
Ejemplo 7-1

En el circuito de la figura 7-15, $+V = +15$ V, $mR = 30$ kΩ, y $R = 10$ kΩ, de modo que $m = 3$. Obtenga (a) V_{ref}; (b) V_{oA} cuando $E_i = -10$ V; (c) V_{oB} cuando $E_i = -10$ V.

Solución (a) Mediante la ecuación (7-1b), $V_{ref} = +15$ V/3 = 5 V. (b) V_{oA} y V_{oB} serán iguales a cero para todos los valores de E_i arriba de $-V_{ref} = -5$ V, por la ecuación (7-1a). Por tanto $V_{oA} = -E_i - V_{ref} = -(-10) - 5$ V = + 5 V. (c) El amplificador operacional B invierte la salida de V_{oA} de modo que $V_{oB} = -5$ V. Por tanto, V_{oB} indica cuánto E_i está abajo de $-V_{ref}$. Todas las señales de entrada *arriba* de $-V_{ref}$ caen en zona muerta y son eliminadas de la salida.



(a) La corriente fluye a través de D_P sólo cuando E_i rebasa $-V_{ref}$ o +5 V



(b) Formas de onda para el circuito de zona muerta de salida positiva

FIGURA 7-16 Circuito de zona muerta de salida positiva.

7-5.3 Circuito con zona muerta y salida positiva

Al invertir los diodos en la figura 7-15, el resultado es un circuito con zona muerta y salida positiva como se muestra en la figura 7-16. El voltaje de referencia V_{ref} se encuentra mediante la ecuación (7-1b). $V_{ref} = -15\ V/3 = -5\ V$. Siempre que E_i esté arriba de $-V_{ref} = -(-5\ V) = +5\ V$, la salida V_{oB} indica cuánto E_i excede a $-V_{ref}$. La zona muerta existe para todos los valores de E_i *abajo de* $-V_{ref}$.

7-5.4 Circuito con zona muerta y salida bipolar

Los circuitos con zona muerta y salida positiva y negativa pueden combinarse como se muestra en la figura 7-17 y se expone en la figura 7-18. Las salidas V_{oA} en las figuras 7-15 y 7-16 se conectan a un sumador inversor. La salida del sumador V_{oB} indica cuánto está E_i arriba de un voltaje positivo de referencia y también cuánto por abajo del nivel negativo de referencia.

7-6 RECORTADOR DE PRECISION

Un *circuito limitador de amplitud o recortador* limita todas las señales arriba de un voltaje positivo de referencia y todas las señales abajo de un voltaje negativo de referencia. Los voltajes de referencia pueden hacerse simétricos o no respecto a cero. La construcción de un circuito recortador de precisión se lleva a cabo

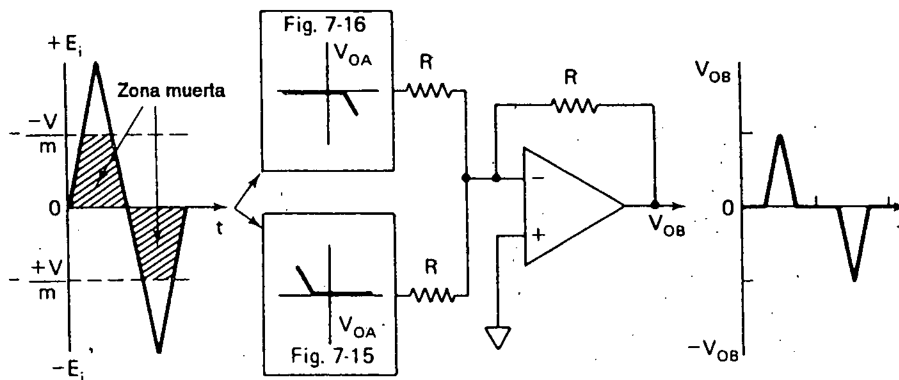
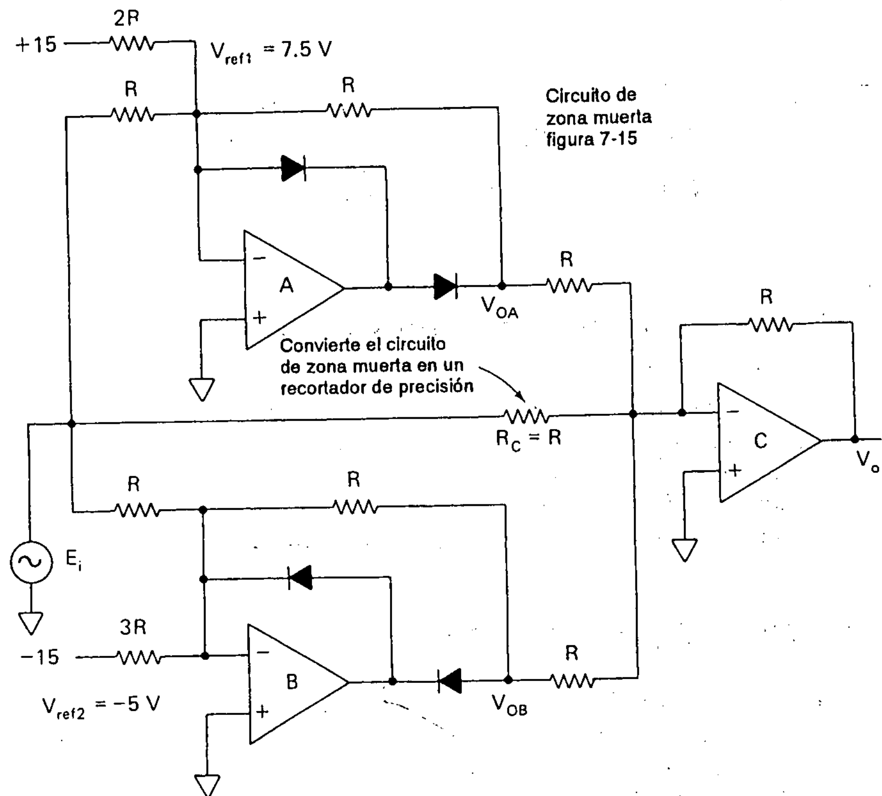
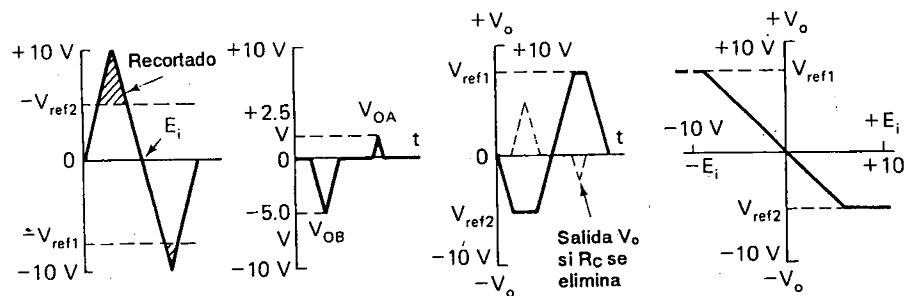


FIGURA 7-17 Las salidas V_{oA} de las figuras 7-15 y 7-16 se combinan mediante un sumador inversor para dar un circuito de zona muerta de salida bipolar.



(a) Al añadir una resistencia R_c al circuito de zona muerta en la figura 7-17 se tiene un recortador de precisión



(b) Formas de onda para el recortador de precisión

FIGURA 7-18 Un recortador de precisión se hace con un circuito de zona muerta bipolar más una resistencia R_C.

agregando una resistencia única R_C a un circuito con zona muerta de salida bipolar como se muestra en la figura 7-18. Las salidas de los amplificadores operacionales *A* y *B* están conectadas a la entrada de un sumador inversor, a través de la resistencia R_C. Si R_C se elimina, el circuito actúa como uno de zona muerta. Sin embargo, cuando R_C está presente, el voltaje de entrada E_i se resta de la salida del circuito con zona muerta y el resultado es un recortador inversor de precisión.

La operación del circuito se resume por las formas de onda en la figura 7-18(b). Las salidas V_{oA} y V_{oB} se invierten y suman a $-E_i$. La gráfica de V_o en función del tiempo muestra en líneas oscuras cómo aparece la salida recortada. Las líneas punteadas indican la actuación del circuito como uno de zona muerta si R_C se elimina.

7-7 CONVERTIDOR DE ONDA TRIANGULAR A ONDA SENOIDAL

Los osciladores de onda senoidal de frecuencia variable son mucho más difíciles de construir que los generadores de onda triangular de frecuencia variable. El circuito en la figura 7-19 convierte la salida de un generador de onda triangular en una onda senoidal que puede ajustarse con menos del 5% de distorsión. El convertidor de onda triangular a senoidal es un amplificador cuya ganancia varía en forma inversa con la amplitud del voltaje de salida.

R_1 y R_3 establecen la pendiente V_o a bajas amplitudes cerca del cruce por cero. Conforme V_o aumenta, el voltaje a través de R_3 aumenta para comenzar a polarizar

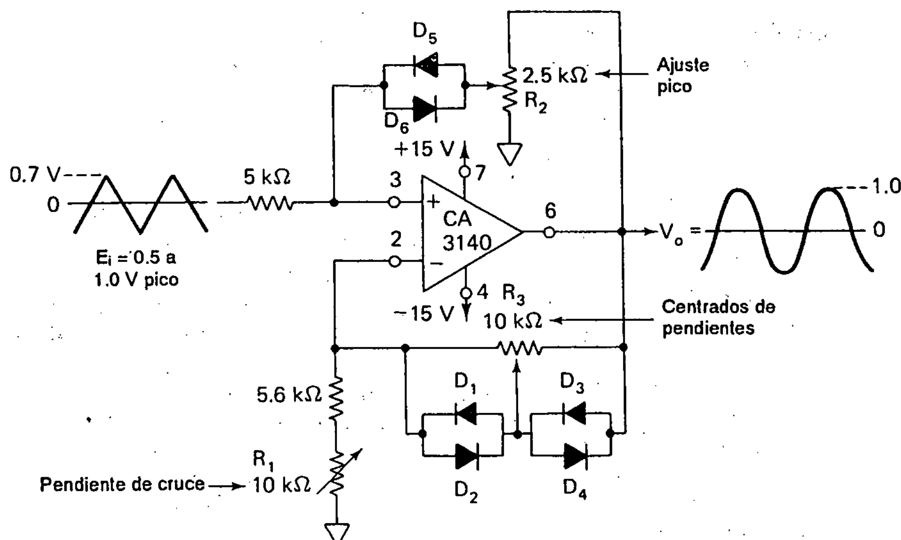


FIGURA 7-19 Formador de onda triangular a onda senoidal.

en directa a D_1 y D_3 para salidas positivas, o D_2 y D_4 para salidas negativas. Cuando estos diodos conducen, conectan como retroalimentación en paralelo a la resistencia R_3, disminuyendo la ganancia. Esto tiende a convertir la salida triangular arriba de 0.4 V en una onda senoidal. Con objeto de obtener vértices redondeados para la senoide de salida, R_2 y los diodos D_5 y D_6 se ajustan para hacer que la ganancia del amplificador se aproxime a cero en los picos de V_o.

El circuito se ajusta mediante la comparación de una onda senoidal de 1 kHz y la salida del convertidor de onda triangular a senoidal en un osciloscopio de trazo doble. R_1, R_2, R_3 y la amplitud de pico E_i se ajustan en secuencia para obtener la mejor forma senoidal. Los ajustes interactúan, de modo que deben repetirse según sea necesario.

EJERCICIOS DE LABORATORIO

Todos los circuitos del presente capítulo pueden emplearse para aprender cómo operarlos en el laboratorio. A continuación se ofrecen algunas recomendaciones prácticas.

1. Use el alambrado lo más corto posible.
2. Use diodos rápidos IN914 o IN4148. Incluso con esta clase de diodos, será limitada la frecuencia de operación. Utilice frecuencias de prueba de unos 100 Hz.
3. Siempre acople las entradas del osciloscopio en cd tanto para gráficas contra tiempo como *x-y*.

Se adquirirá una interesante experiencia a partir del circuito seguidor pico de la figura 7-10. Momentáneamente puentee el capacitor con un alambre. Ajuste E_i a 2.0 V. Debe tener 2 V en V_o. Reduzca E_i a 0 V. V_o permanecerá en 2 V. Conecte un osciloscopio acoplado en cd a través del capacitor C y observe como V_o cae a 0 V. Esto ocurre porque la resistencia de entrada de MΩ del osciloscopio proporciona una trayectoria de descarga al capacitor. Por tanto, sólo es posible medir el voltaje en el capacitor a la salida del seguidor de voltaje B.

El TL081 o cualquier otro amplificador operacional BiFET tiene una impedancia de entrada extremadamente alta y corrientes muy bajas de polarización (capítulo 9). Así, el capacitor C conservará su carga durante un periodo relativamente prolongado. Sustituya el amplificador B con un 741, para ver cómo las corrientes de polarización de entrada del amplificador de propósito general descargan rápidamente el voltaje almacenado en el capacitor.

Un último experimento: cargue un capacitor con unos 25 V de corriente continua durante varios minutos. Conecte un vóltmetro digital a través de sus terminales. Elimine la batería y puentee el capacitor hasta que el voltímetro marque cero. Elimine el capacitor y deje el vóltmetro digital conectado al capacitor (en el rango de voltaje de cd más bajo). Probablemente verá elevarse lentamente el voltaje del capacitor. Ello se debe a la "absorción dieléctrica". Deben emplearse capacitores seleccionados de baja absorción dieléctrica para los seguidores de pico o circuitos muestreador-retenedor.

PROBLEMAS

7-1. ¿Cuál es el valor absoluto de +3 V y – 3 V?

7-2. Si el valor pico de E_i = 0.5 V en la figura 7-1, haga un diagrama de las formas de onda de V_o en función de t y V_o en función de E_i para un diodo de silicio y para un diodo ideal.

7-3. Si E_i es una onda senoidal con un valor pico de 1 V en las figuras 7-2 y 7-3, haga el esquema de las formas de onda de V_o en función de t y V_o en función de E_i.

7-4. Si los diodos D_1 y D_2 se invierten en la figura 7-2, haga el esquema V_o en función de E_i y V_o en función de t.

7-5. Haga el esquema de circuito de un separador de polaridad de señal.

7-6. En la figura 7-8 invierta ambos diodos. ¿Cuál es el valor de V_o si E_i = + 1 V o E_i = – 1 V?

7-7. ¿Cuál es el nombre de un circuito que sigue los picos de voltaje de una señal y almacena el valor más alto?

7-8. ¿Cómo se restablece el voltaje del capacitor de retención a cero volts en un circuito retenedor y seguidor de picos?

7-9. ¿Cómo se convierte el amplificador de valor absoluto de la figura 7-13 en un convertidor ca a cd.

7-10. Si la resistencia mR se cambia a 50 kΩ en el ejemplo 7-1, obtenga (a) V_{ref}; (b) V_{oA} cuando E_i = 10 V; (c) V_{oB} cuando E_i = 10 V.

7-11. Si la resistencia R_C se elimina en la figura 7-18, haga el esquema de V_o en función de E_i.

CAPITULO 8

Amplificadores diferenciales, de instrumentación y de puente

OBJETIVOS DE APRENDIZAJE

Al terminar este capítulo sobre los amplificadores diferenciales, de instrumentación y de puente, el estudiante deberá ser capaz de:

- Trazar el circuito de un amplificador diferencial básico, expresar la ecuación de salida-entrada y explicar por qué es mejor que el amplificador de una entrada.
- Definir el voltaje de modo común y de entrada diferencial.
- Dibujar el circuito para un amplificador de voltaje de entrada diferencial y salida diferencial y agregar un amplificador diferencial para construir un amplificador de instrumentación (AI) con tres amplificadores operacionales.
- Calcular el voltaje de salida del amplificador que se menciona en el punto anterior, si conoce los voltajes de entrada y los valores de la resistencia.
- Explicar cómo las terminales de detección y referencia de un amplificador de instrumentación le permiten (1) eliminar los efectos de la resistencia del alambre

de conexión en el voltaje de carga, (2) obtener un refuerzo para la corriente de carga o (3) construir un convertidor de voltaje a corriente (fuente de corriente ca).

- Dibujar el circuito de un amplificador puente y señalar cómo convierte un cambio de la resistencia del transductor, en un voltaje de salida.
- Utilizar el amplificador puente para construir un convertidor de temperatura a voltaje.
- Explicar cómo un sensor de deformación, convierte las fuerzas de tensión o compresión en un cambio de la resistencia.
- Conectar sensores de deformación, en un puente de resistencia pasiva, para convertir el cambio de resistencia del sensor en un voltaje de salida.
- Amplificar la salida diferencial del puente sensor de deformación con un amplificador de instrumentación.
- Medir presión, fuerza o peso.

8-0 INTRODUCCION

El amplificador más útil para medición, instrumentación o control es el *amplificador de instrumentación*. Está diseñado con varios amplificadores operacionales y resistencias de precisión, que hacen el circuito en extremo estable y útil cuando es importante la exactitud. En la actualidad hay muchos circuitos integrados y versiones modulares disponibles en un solo encapsulado. Desafortunadamente estos encapsulados son relativamente costosos (desde 5 a más de 100 dólares). Pero cuando se quiere rendimiento y precisión, el amplificador de precisión bien vale el precio, debido a que su comportamiento no puede igualarse con los amplificadores operacionales promedio.

Un pariente cercano de bajo costo del amplificador de instrumentación es el *amplificador diferencial básico*. Este capítulo principia con el amplificador diferencial para mostrar en cuáles aplicaciones puede ser superior al amplificador ordinario inversor o no inversor. El amplificador diferencial, con algunos agregados, conduce al amplificador de instrumentación, el cual se analiza en la segunda parte de este capítulo. En las secciones finales del capítulo se consideran los *amplificadores puente*, que incluyen ambos: tanto el amplificador de instrumentación como el diferencial básico.

8-1 AMPLIFICADOR DIFERENCIAL BASICO

8-1.1 Introducción

El amplificador diferencial puede medir y también amplificar pequeñas señales que quedan ocultas en señales mucho más intensas. En la sección 8-2 se estudia

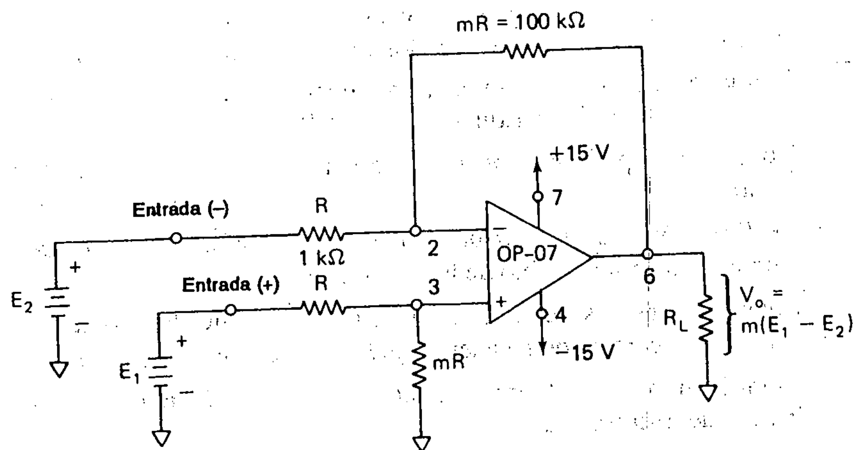


FIGURA 8-1 Amplificador diferencial básico.

cómo realiza el amplificador diferencial esta tarea. Pero primero se construirá y analizará el comportamiento del circuito amplificador diferencial básico.

Cuatro resistencias de precisión (1%) y un amplificador operacional componen un amplificador diferencial, como se muestra en la figura 8-1. Hay dos terminales de entrada, denominadas entrada (–) y entrada (+), correspondientes a la terminal más cercana del amplificador operacional. Si E_1 es reemplazado por un cortocircuito, E_2 ve un amplificador inversor con una ganancia de $-m$. Por tanto, el voltaje de salida debido a E_2 es $-mE_2$. Ahora póngase E_2 en cortocircuito. E_1 se divide entre R y mR para aplicar un voltaje de $E_1 m/(1 + m)$ a la entrada (+) del amplificador operacional. Este voltaje dividido ve un amplificador no inversor con una ganancia $(m + 1)$. El voltaje de salida debido a E_1 es el voltaje dividido, $E_1 m/(1 + m)$, multiplicado por la ganancia del amplificador no inversor $(1 + m)$, lo cual da mE_1. Por tanto, E_1 es amplificado a la salida por el multiplicador m a mE_1. Cuando E_1 y E_2 están presentes en las entradas (+) y (–), respectivamente, V_o es $mE_1 - mE_2$, o

$$V_o = mE_1 - mE_2 = m(E_1 - E_2) \tag{8-1}$$

En esta ecuación se muestra que el voltaje de salida del amplificador diferencial, V_o es proporcional a la *diferencia* de voltajes aplicada a las entradas (+) y (–). El multiplicador m se denomina *ganancia diferencial* y se establece por la relación entre resistencias.

Ejemplo 8-1

En la figura 8-1 la ganancia diferencial se encuentra mediante

$$m = \frac{mR}{R} = \frac{100\text{ k}\Omega}{1\text{ k}\Omega} = 100$$

Encuentre V_o para E_i = 10 mV y (a) E_2 = 10 mV, (b) E_2 = 0 mV, y (c) E_2 = – 20 mV,

Solución Por la ecuación (8-1), (a) V_o = 100(10 – 10) mV = 0; (b) V_o = 100(10 – 0) mV = 1.0 V; (c) V_o = 100[10 – (20 mV)] = 100(30 mV) = 3 V.

Como puede esperarse por la ecuación (8-1) y como se muestra en la parte (a) del ejemplo 8-1, cuando $E_1 = E_2$ el voltaje de salida es 0. Dicho de otro modo, cuando un voltaje común (el mismo) se aplica a las terminales de entrada, V_o = 0. En la sección 8-1.2 se examina en detalle la idea de un voltaje común.

8-1.2 Voltaje en modo común

La salida del amplificador diferencial debe ser 0 cuando $E_1 = E_2$. El modo más simple de aplicar voltajes iguales es cablear ambas entradas juntas y conectarlas a la fuente de voltaje (véase la figura 8-2). Para dicha conexión, el voltaje de entrada se denomina *voltaje de entrada en modo común* E_{CM}. Ahora V_o será 0 si las relaciones de resistencias son iguales (mR a R para la ganancia del amplificador inversor es igual a *mR* a *R* del circuito divisor de voltaje). Prácticamente, las relaciones de resistencias se igualan mediante la instalación de un potenciómetro en serie con una resistencia, como se muestra en la figura 8-2. El potenciómetro se afina hasta que V_o se reduce a un valor despreciable. Esto causa que la *ganancia de voltaje en modo común* V_0/E_{CM}, se aproxime a 0. Esta es la característica de un amplificador diferencial que permite que una señal débil se capte extrayéndola

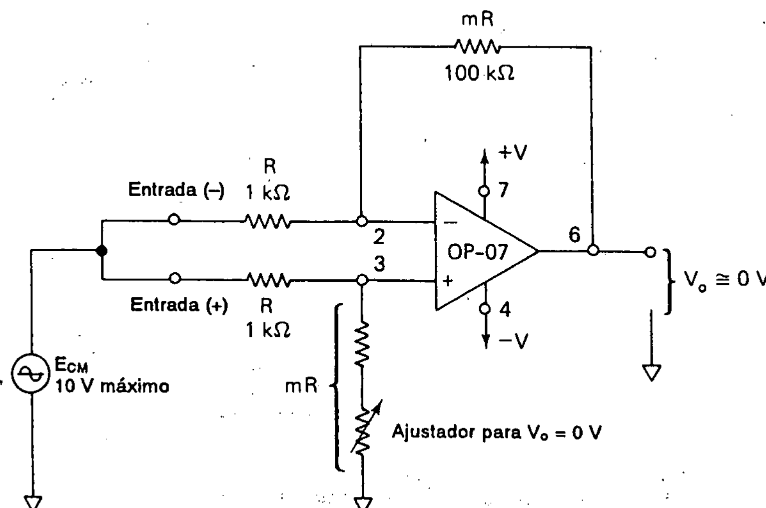


FIGURA 8-2 La ganancia de voltaje en modo común debe ser cero.

de una señal de ruido más intensa. Es posible arreglar el circuito de modo que la señal más intensa no deseada, sea el voltaje de entrada en modo común y la pequeña señal el voltaje de entrada diferencial. Entonces el voltaje de salida del amplificador diferencial contendrá sólo una versión amplificada del voltaje diferencial de entrada. Esta posibilidad se investiga en la sección 8-2.

8-2 COMPARACION ENTRE AMPLIFICADORES DIFERENCIALES Y AMPLIFICADORES DE UNA SOLA ENTRADA

8-2.1 Medición con amplificador de entrada única

En la figura 8-3 se muestra un diagrama de la conexión de un amplificador inversor. La terminal común de la fuente se muestra conectada a tierra. La tierra proviene de la conexión con un tubo de agua en el extremo de la calle de un medidor de agua. La tierra se extiende a través del tubo o un alambre Romex desnudo al tercer alambre (verde) del cordón de línea del instrumento y por último al chasis del amplificador. Esta tierra de equipo o bastidor, se hace para seguridad de los operadores humanos. También ayuda a eliminar cargas estáticas o cualquier corriente de ruido acoplado capacitivamente a tierra.

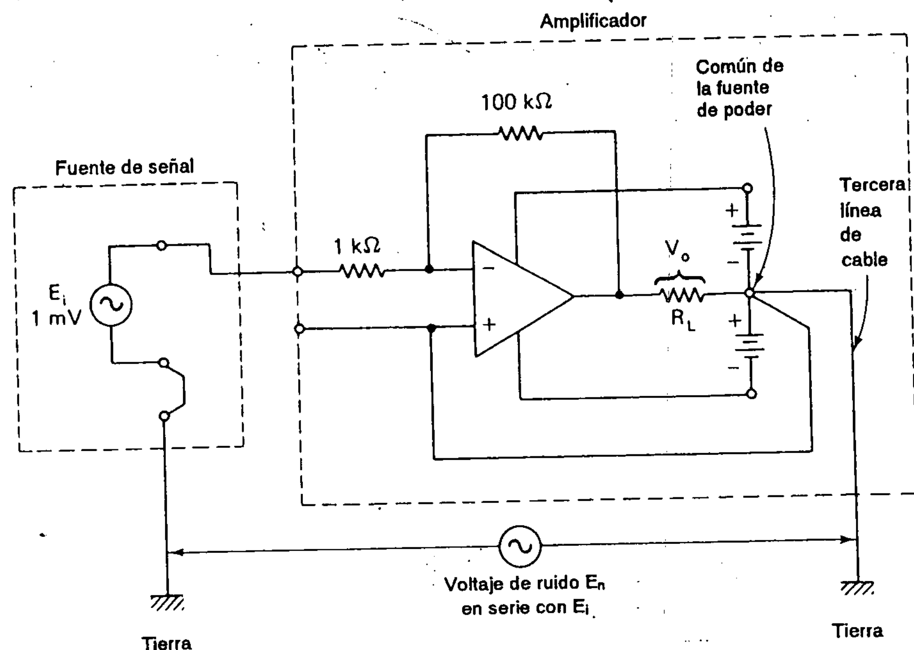


FIGURA 8-3 Los voltajes de ruido actúan como si estuvieran en serie con la señal de entrada E_i. En consecuencia, ambas señales se amplifican por igual. Este arreglo es inoperante si E_n es mayor o igual que E_i.

La fuente de señal también se muestra conectada a tierra en la figura 8-3. Aun si no estuviera conectada a tierra, habría un acoplamiento resistivo o capacitivo a tierra para completar un lazo de tierra.

En forma inevitable, abundan voltajes y corrientes de ruido que provienen de varias fuentes y con frecuencia no es fácil identificarlas. El efecto neto de todo este ruido se modela por la fuente de voltaje de ruido E_n en la figura 8-3. Es evidente que E_n está en serie con el voltaje de señal E_i, de modo que ambos se amplifican por un factor de −100 debido al amplificador inversor. E_n puede ser mucho mayor que E_i. Por ejemplo, la señal de voltaje en la piel debido a los latidos del corazón es menor que 1 mV, en tanto que el voltaje de ruido del cuerpo puede ser de varios décimos de volts o más. De modo que sería imposible hacer una medición ECG con un amplificador de entrada única. Lo que se necesita es un amplificador que pueda distinguir entre E_i y E_n y amplifique sólo E_i; en este caso, el amplificador diferencial es el indicado.

8-2.2 Medición con un amplificador diferencial

Un amplificador diferencial se emplea para medir sólo el voltaje de señal (véase la figura 8-4). El voltaje de señal E_i se conecta a través de las entradas (+) y (−)

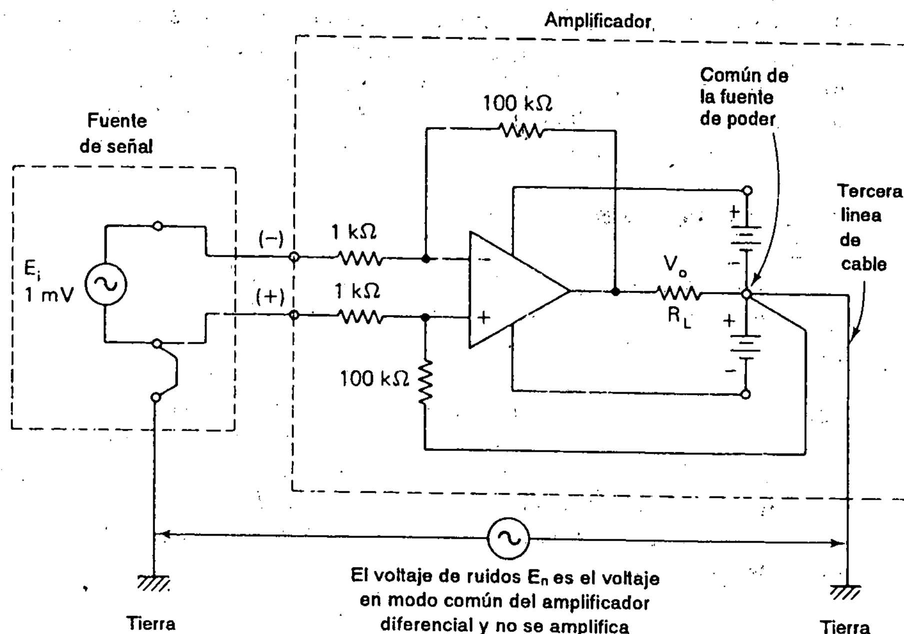


FIGURA 8-4 El amplicador diferencial está conectado de tal forma que el voltaje del ruido es el voltaje en modo común y no se amplifica. Solamente el voltaje de señal E_i es amplificado porque está conectado como entrada de voltaje diferencial.

del amplificador diferencial. Por tanto, E_i se amplifica por una ganancia de – 100. El voltaje de ruido E_n se convierte en el voltaje de modo común de entrada al amplificador diferencial como se muestra en la figura 8-2. Por tanto, el voltaje de ruido *no* se amplifica y se ha eliminado en forma efectiva sin tener ningún efecto significativo en la salida V_o.

8-3 MEJORAS EN EL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL BASICO

8-3.1 Incremento de la resistencia de entrada

El amplificador diferencial básico que se ha estudiado hasta ahora tiene dos desventajas, tiene baja resistencia de entrada y el cambio de ganancia es difícil, porque las relaciones entre las resistencias deben igualarse estrechamente. La primera desventaja se elimina al aislar las entradas con seguidores de voltaje. Esto se realiza con dos amplificadores operacionales conectados como seguidores de voltaje como en la figura 8-5 (a). La salida del amplificador operacional A_1 con respecto a tierra es E_1, y la salida del amplificador operacional A_2 con respecto a tierra es E_2. El voltaje diferencial de salida V_o se desarrolla a través de la resistencia de carga R_L. V_o es igual a la diferencia entre E_1 y E_2 ($V_o = E_1 - E_2$. Obsérvese que la salida del amplificador diferencial básico en la figura 8-1 es una salida de extremo único; esto es, un extremo de R_L está conectado a tierra y V_o se mide desde la terminal de salida del amplificador operacional a tierra. El amplificador diferencial aislado de la figura 8-5(a) tiene salida diferencial; es decir, ningún extremo de R_L está conectado a tierra y V_o se mide sólo a través de R_L.

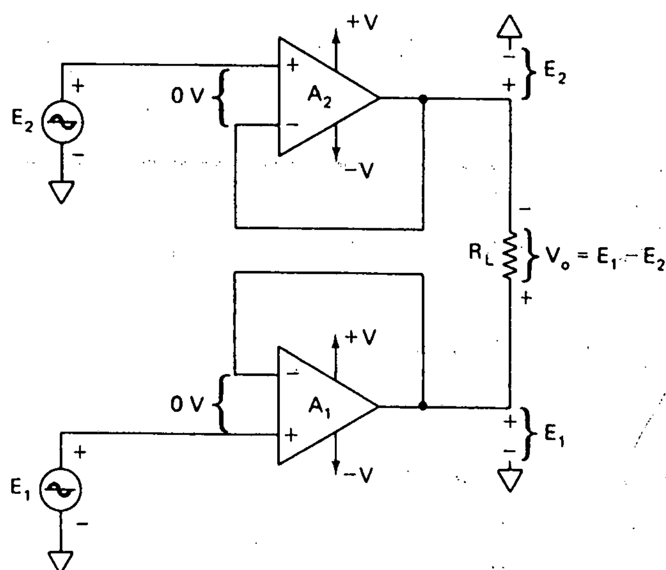
8-3.2 Ganancia ajustable

La segunda desventaja del amplificador diferencial básico es la falta de ganancia ajustable. Este problema se elimina al agregar tres resistencias al amplificador aislador. El aislador resultante, amplificador de entrada diferencial y salida diferencial, con ganancia ajustable se muestra en la figura 8-5(b). La alta resistencia de entrada se mantiene con los seguidores de voltaje.

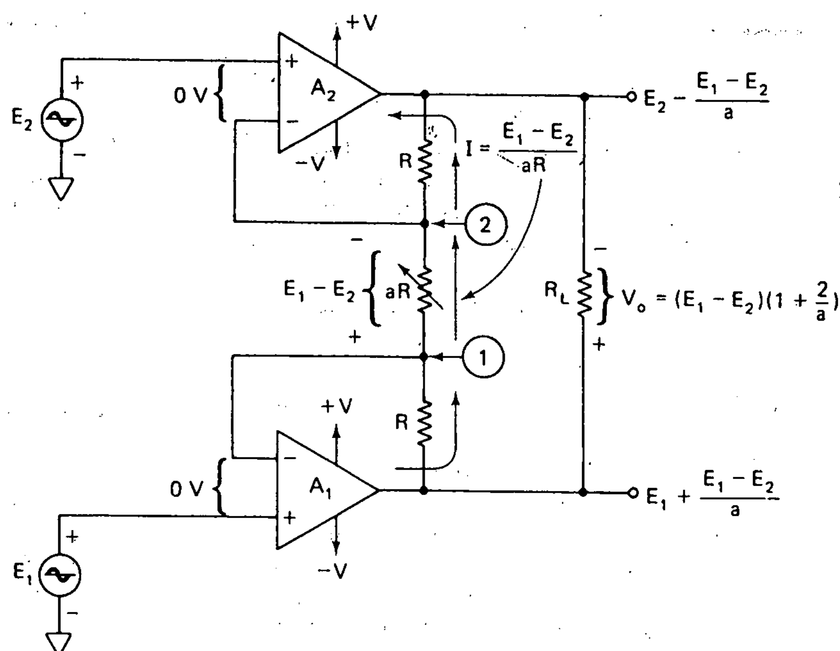
Ya que el voltaje diferencial de entrada de cada amplificador operacional es 0 V, los voltajes en los puntos 1 y 2 (con respecto a tierra) son iguales a E_1 y E_2. Por tanto el voltaje a través de la resistencia aR es $E_1 - E_2$. La resistencia aR puede ser fija o un potenciómetro que se utiliza para ajustar la ganancia. La corriente a través de aR es

$$I = \frac{E_1 - E_2}{aR} \tag{8-2}$$

Cuando E_1 es más grande que E_2 la dirección de I es como se muestra en la figura 8-5(b). I fluye a través de ambas resistencias designadas por R, y el voltaje a través de las tres resistencias establecen el valor de V_o. En forma de ecuación,



(a) Entrada diferencial aislada al amplificador de salida diferencial



(b) Entrada encial aislada al amplificador de salida diferencial con ganancia ajustable

FIGURA 8-5 Mejoras al amplificador diferencial básico.

$$V_o = (E_1 - E_2)\left(1 + \frac{2}{a}\right) \quad \textbf{(8-3)}$$

donde

$$a = \frac{aR}{R}$$

Ejemplo 8-2
En la figura 8-5(b), $E_1 = 10$ mV y $E_2 = 5$ mV. Si $aR = 2$ kΩ y $R = 9$ kΩ obtenga V_o.

Solución Ya que $aR = 2$ kΩ y $R = 9$ kΩ,

$$\frac{aR}{R} = \frac{2\text{ k}\Omega}{9\text{ k}\Omega} = \frac{2}{9} = a$$

A partir de la ecuación (8-3),

$$1 + \frac{2}{a} = 1 + \frac{2}{2/9} = 10$$

Por último

$$V_o = (10\text{ mV} - 5\text{ mV})(10) = 50\text{ mV}$$

Conclusión. Para cambiar la ganancia del amplificador, sólo tiene que ajustarse *una resistencia única aR*. Sin embargo este amplificador diferencial tiene una desventaja, solamente puede conectarse a cargas flotantes. *Cargas flotantes* son las que no tienen ninguna terminal conectada a tierra. Para manejar cargas a tierra debe agregarse un circuito que convierta el voltaje diferencial de entrada en un voltaje de salida referido a tierra. Dicho circuito es el amplificador diferencial básico. La configuración del circuito resultante, que se estudiará en la sección 8-4, se denomina *amplificador de instrumentación*.

8-4 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION

8-4.1 Operación del circuito

El amplificador de instrumentación es de los más útiles, precisos y versátiles disponibles en la actualidad. Encontrará al menos uno de ellos en cada unidad de adquisición de datos. Está hecho de tres amplificadores operacionales y siete resistencias, como se muestra en la figura 8-6. Para simplificar el análisis del circuito, observe que este amplificador en realidad se hace conectando un amplificador aislado [figura 8-5(b)] a un amplificador diferencial básico (figura 8-1). El amplificador operacional A_3 y sus cuatro resistencias iguales R forman un amplificador diferencial con una ganancia unitaria. Sólo las resistencias de A_3,

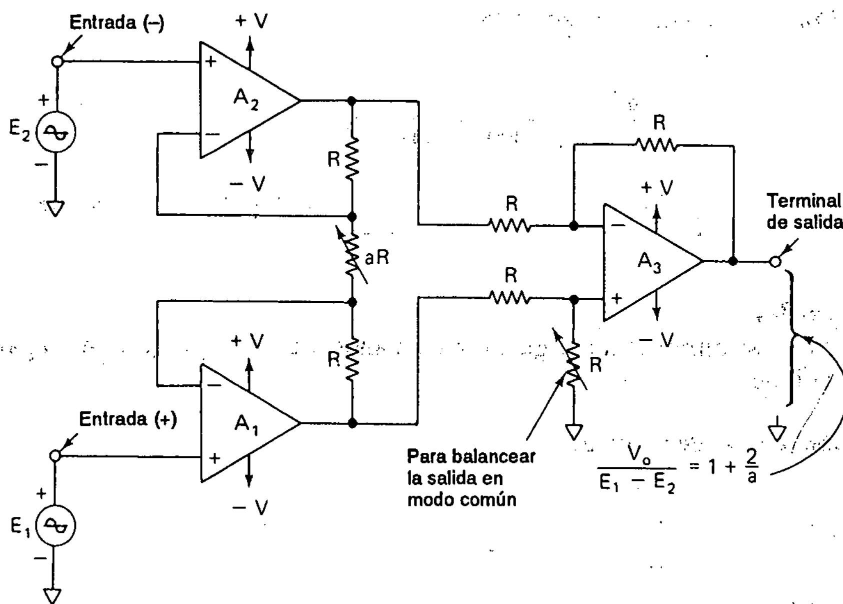


FIGURA 8-6 Amplificador de instrumentación.

tienen que igualarse. La resistencia marcada con prima, R', puede hacerse variable, para balancear eliminando cualquier voltaje en modo común, como se muestra en la figura 8-2. Sólo *una resistencia aR,* se usa para establecer la ganancia de acuerdo con la ecuación (8-3), repetida aquí por comodidad:

$$\frac{V_o}{E_1 - E_2} = 1 + \frac{2}{a} \qquad \textbf{(8-3)}$$

donde $a = aR/R$.

E_1 se aplica a la entrada (+) y E_2 a la entrada (–). V_o es proporcional a la diferencia entre los voltajes de entrada. *Las características del amplificador de instrumentación se resumen* como sigue:

1. La ganancia de voltaje, desde la entrada diferencial $(E_1 - E_2)$ a la salida de extremo único, se establece con una resistencia.
2. La resistencia de entrada de ambas entradas es muy alta y no cambia al variar la ganancia.
3. V_o *no* depende del voltaje común a E_1 y E_2 (voltaje en modo común), sólo en su diferencia.

Ejemplo 8-3
En la figura 8-6, $R = 25$ kΩ y $aR = 50$ Ω. Calcule la ganancia de voltaje.

Solución Mediante la ecuación (8-3),

$$\frac{aR}{R} = \frac{50}{25{,}000} = \frac{1}{500} = a$$

$$\frac{V_o}{E_1 - E_2} = 1 + \frac{2}{a} = 1 + \frac{2}{1/500} = 1 + (2 \times 500) = 1001$$

Ejemplo 8-4

Si aR se elimina en la figura 8-6 de manera que $aR = \infty$, ¿cuál es la ganancia de voltaje?

Solución $a = \infty$, de modo que

$$\frac{V_o}{E_1 - E_2} = 1 + \frac{2}{\infty} = 1$$

Ejemplo 8-5

En la figura 8-6, se aplican los siguientes voltajes a las entradas. Cada polaridad de voltaje está dada con respecto a tierra. Suponiendo la ganancia de 1001 del ejemplo 8-3, encuentre V_o para (a) E_1 = 5.001 V y E_2 = 5.002 V; (b) E_1 = 5.001 V y E_2 = 5.000 V; (c) E_1 = – 1.001 V, E_2 = – 1.002 V.

Solución (a)

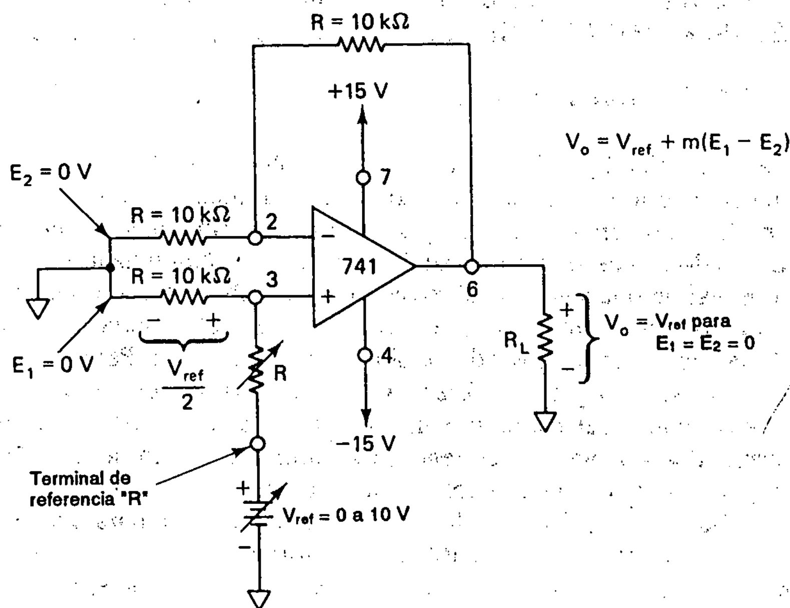
$$V_o = 1001(E_1 - E_2) = 1001(5.001 - 5.002) \text{ V}$$
$$= 1001(-0.001) \text{ V} = -1.001 \text{ V}$$

(b) $V_o = 1001(5.001 - 5.000) \text{ V} = 1001(0.001) \text{ V} = 1.001 \text{ V}$

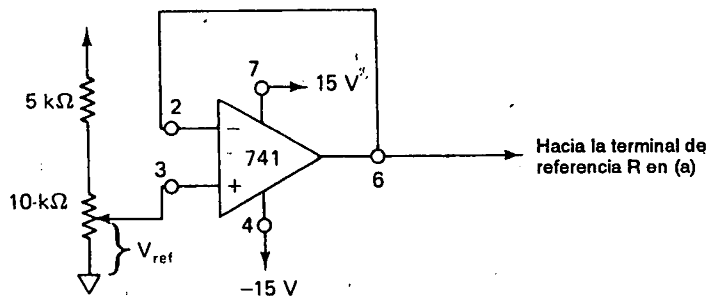
(c) $V_o = 1001[-1.001 - (-1.002)] \text{ V} = 1001(0.001) \text{ V} = 1.001 \text{ V}$

8-4.2 Voltaje referencial de salida

En algunas aplicaciones es deseable desviar el voltaje de salida a un nivel de referencia diferente de 0 V. Por ejemplo, sería conveniente ubicar una pluma en un registrador o la traza del osciloscopio desde un control en el amplificador de instrumentación. Esto puede realizarse con bastante facilidad agregando un voltaje de referencia en serie con una resistencia del amplificador diferencial básico. Suponga que E_1 y E_2 valen 0 V en la figura 8-7(a). Las salidas de A_1 y A_2 serán iguales a 0 V. Por tanto, las entradas de los amplificadores diferenciales se pueden presentar como 0 V en la figura 8-7(a).



(a) El amplificador operacional 3 del amplificador de instrumentación usa su terminal "normalmente a tierra"; como una nueva terminal a la que se le de el nombre de "terminal de referencia" R



(b) Prácticamente el voltaje de referencia en (a) debe tener muy baja impedancia de salida; el problema se resuelve con un amplificador operacional amortiguador.

FIGURA 8-7 El voltaje de salida de un amplificador de instrumentación (IA) puede desviarse al conectar el voltaje deseado de desviación (+ o −) a la terminal de referencia.

Un voltaje de referencia V_{ref} se inserta en serie con la terminal de *referencia R*. V_{ref} se divide entre 2 y se aplica a la entrada (+) del amplificador operacional $A3$. Entonces el amplificador no inversor da una ganancia de 2 de modo que V_O iguala a V_{ref}. Ahora V_O se puede establecer en cualquier valor de referencia deseado ajustando V_{ref}. En la práctica V_{ref} es la salida de un circuito seguidor de voltaje como se muestra en la figura 8-7(b).

8-5 DETECCION Y MEDICION CON EL AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION

8-5.1 Terminal sensora

La versatilidad y rendimiento del amplificador de instrumentación (figura 8-6) puede mejorar abriendo el lazo de retroalimentación negativa alrededor del amplificador operacional $A3$ y sacando tres terminales. Como se muestra en la figura 8-8, estas terminales son la terminal de *salida* 0, la terminal *sensora S*, y la terminal de *referencia R*. Si se requieren alambres largos o un transistor amplificador de corriente entre el amplificador de instrumentación y la carga, habrá caídas de voltaje a través de los alambres de conexión. Para eliminar esa caída, la terminal sensora y la de referencia se conectan *directamente a la carga*. Entonces, la resistencia del cable se suma por igual a las resistencias en serie con las terminales sensora y de referencia para minimizar cualquier desigualdad. Aún más importante, al detectar el voltaje en las terminales de carga en vez de la terminal de salida del amplificador, la retroalimentación actúa para mantener constante el voltaje de carga. Si sólo se utiliza el amplificador diferencial básico, el voltaje de salida se encuentra mediante la ecuación (8-1) con $m = 1$. Si se usa el amplificador de instrumentación, el voltaje de salida se determina con la ecuación (8-3).

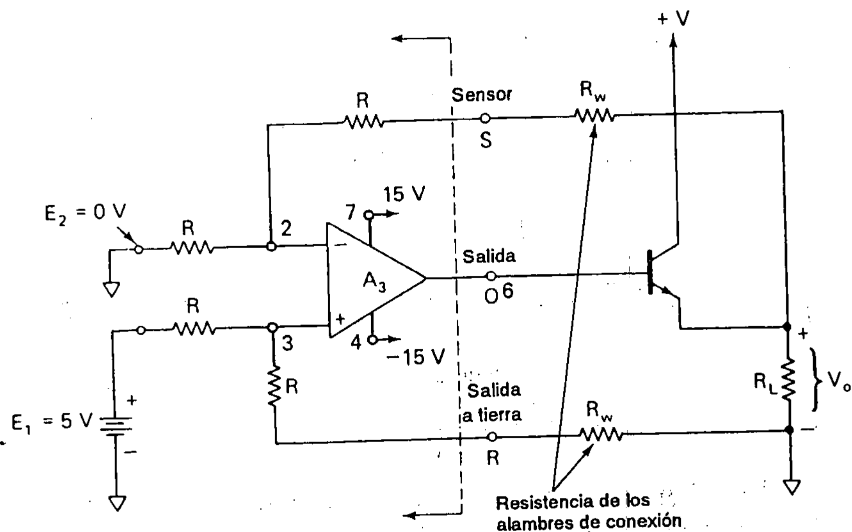


FIGURA 8-8 Al extender la terminal del sensor y de referencia a las terminales de la carga hacen que V_o dependa de la ganancia del amplificador y de los voltajes de entrada, y no de las corrientes en la carga o de la resistencia de carga.

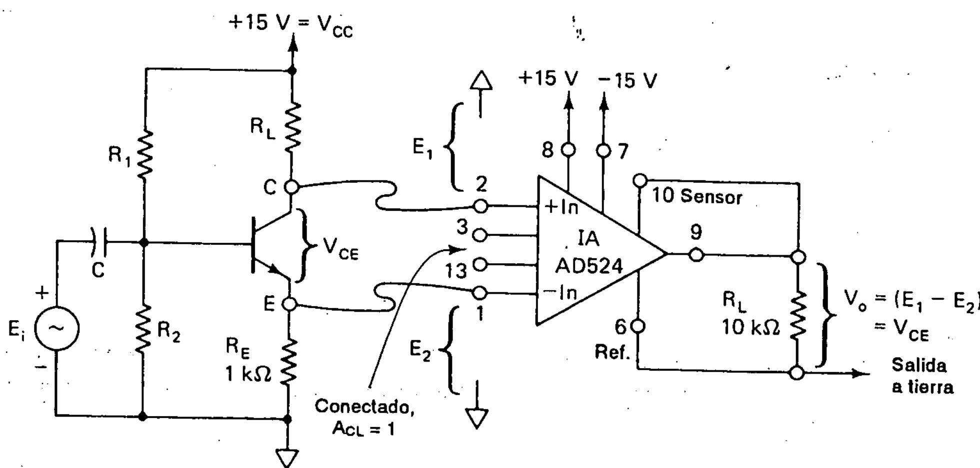
Esta técnica también se denomina *detección remota de voltaje*; esto es, se registra y controla el voltaje en una carga remota y no en una terminal de salida del amplificador.

8-5.2 Mediciones de voltaje diferencial

En la figura 8-9 se observa el diagrama de un amplificador de instrumentación moderno. Se indican cinco patas o terminales, de modo que el usuario pueda escoger ganancias de 1, 10, 100 o 1000 con sólo hacer una conexión. (Si se desea conseguir ganancias intermedias o más altas, consúltese el *Data Acquisition Handbook* de Analog Devices, Vol. 1.) Si no se conectan las terminales 3 o 16, se obtiene una ganancia de $V_o/(E_1 - E_2) = 1$ [véase la figura 8-9(a)].

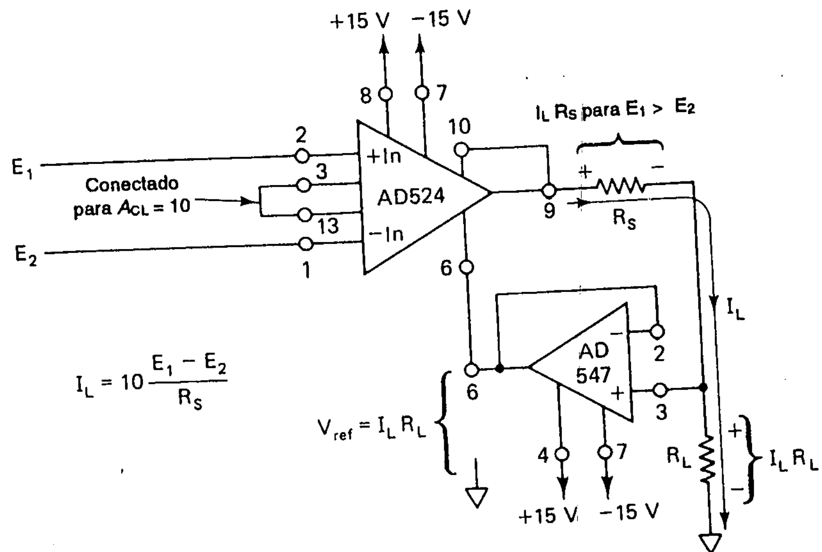
La manera habitual de medir V_{CE} en un circuito amplificador de emisor común consiste en (1) medir el voltaje del colector (respecto a tierra), (2) medir el voltaje del emisor (respecto a tierra) y (3) calcular la diferencia. El amplificador de instrumentación permite efectuar la medición en un paso, como se aprecia en la figura 8-9(a). Ya que $E_1 = V_{colector}$ y $E_2 = V_{emisor}$,

$$V_o = (1)(E_1 - E_2) = (1)(V_{colector} - V_{emisor}) = V_{CE} \quad \textbf{(8-4)}$$



(a) Medición de un voltaje que no está aterrizado a ninguna terminal con IA

FIGURA 8-9 El amplificador de instrumentación sirve para medir un voltaje diferencial flotante en (a). El convertidor de voltaje diferencial a corriente se obtiene con un amplificador de instrumentación, un amplificador operacional y una resistencia en (b).



b) Amplificador operacional BIFET 547 conectado a un amplificador de instrumenación con un resistor sensor de corriente para obtener un convertidor de corriente

FIGURA 8-9 (Cont.)

Ejemplo 8-6

Si V_o = 5 V en la figura 8-9(a), calcule V_{CE}.

Solución De la ecuación (8-4),

$$5 \text{ V} = (E_1 - E_2) = V_{CE}$$

Ejemplo 8-7

Extienda el ejemplo 8-6 como sigue. Conecte (+) al emisor y (−) a tierra, y suponga que V_o mide 1.2 V, calcule (a) la corriente del emisor I_E; (b) el voltaje a través de R_L o V_{RL}.

Solución (a) Puesto que V_o = 1.2 V, $E_i - E_2$ = 1.2 V, por tanto V_{RE} = 1.2 V. De la ley de Ohm se encuentra I_E.

$$I_E = \frac{V_{RE}}{R_E} = \frac{1.2 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 1.2 \text{ mA}$$

(b)

$$V_{colector} = V_{CE} + V_{RE} = 5\text{ V} + 1.2\text{ V} = 6.2\text{ V}$$

$$V_{RL} = V_{CC} - V_{colector} = 15\text{ V} - 6.2\text{ V} = 8.8\text{ V}$$

La parte (a) de este ejemplo, muestra cómo medir la corriente de un circuito en operación, al medir la caída de voltaje a través de una resistencia conocida.

8-5.3 Convertidor de voltaje diferencial a corriente

En la figura 8-9(b) se indica cómo construir una magnífica fuente de corriente que pueda suministrar o alimentar corriente continua a una carga conectada a tierra. También puede ser una fuente de corriente alterna.

Para entender cómo opera este circuito, es preciso saber que el voltaje de salida del amplificador de instrumentación en la terminal 9 depende de la corriente de carga, I_L, de la resistencia de carga, R_L y de la resistencia de establecimiento de corriente R_S. En forma de ecuación esto se expresa así:

$$V_9 = I_L R_s + I_L R_L \qquad \textbf{(8-5a)}$$

El voltaje de salida de un amplificador de instrumentación se expresa en general por

$$V_9 = V_{ref} + \text{ganancia } (E_1 - E_2) \qquad \textbf{(8-5b)}$$

El voltaje seguidor del AD547 hace que el voltaje de referencia iguale al voltaje de carga, o sea $V_{ref} = I_L R_L$. Como la ganancia del amplificador de instrumentación se fijó para 10 en la figura 8-9 se puede reescribir la ecuación (8-5b) así:

$$V_9 = I_L R_L + 10(E_1 - E_2) \qquad \textbf{(8-5c)}$$

Se igualan las ecuaciones (8-5a) y (8-5c) y se despeja I_L

$$I_L = 10\left(\frac{E_1 - E_2}{R_s}\right) \qquad \textbf{(8-5d)}$$

La ecuación (8-5d) indica que la resistencia de carga R_L *no* controla la corriente de carga; lo cual es cierto mientras ninguno de los dos amplificadores es forzado a saturarse. I_L es controlada por R_S lo mismo que la diferencia entre E_1 y E_2.

Ejemplo 8-8

En el circuito de la figua 8-9(b), $R_S = 1\text{ k}\Omega$, $E_1 = 100\text{ mV}$, $E_2 = 0\text{ V}$ y $R_L = 5\text{ k}\Omega$. Calcule (a) I_L; (b) V_{RS}; (c) V_{ref}; (d) V_9.

Solución (a) A partir de la ecuación (8-5d),

$$I_L = 10\left(\frac{0.1\text{ V} - 0\text{ V}}{1000\ \Omega}\right) = 1\text{ mA}$$

(b) $V_{Rs} = I_L R_s = (1\text{ mA})(1\text{ k}\Omega) = 1\text{ V}$
(c) $V_{ref} = I_L R_L = (1\text{ mA})(5\text{ k}\Omega) = 5\text{ V}$
(d) De la ecuación: (8-5a) o (8-5c),

$$V_9 = I_L R_s + I_L R_L = 1\text{ V} + 5\text{ V} = 6\text{ V}$$

o bien

$$V_9 = V_{ref} + \text{ganancia } (E_1 - E_2) = 5\text{ V} + 10(0.1\text{ V}) = 6\text{ V}$$

8-6 AMPLIFICADOR BASICO DE PUENTE

8-6.1 Introducción

Un amplificador operacional, cuatro resistencias y un transductor forman el amplificador básico o de puente que se muestra en la figura 8-10(b). El transductor en este caso es cualquier dispositivo que convierta un cambio ambiental en un cambio de resistencia. Por ejemplo, un *termistor* es un transductor cuya resistencia aumenta conforme disminuye su temperatura. Una *celda fotoconductora* es un transductor cuya resistencia disminuye conforme aumenta la intensidad de la luz. Para el análisis de circuitos, el transductor se representa por una resistencia R más un *cambio* en la resistencia ΔR. R es el valor de la resistencia a la referencia deseada y ΔR es la cantidad de cambio en R. Por ejemplo, un termistor UUA 41JI tiene una resistencia de 10,000 Ω a la temperatura de 25°C. Un cambio en temperatura de + 1° a 26°C resulta en una resistencia del termistor de 9573 Ω. Se encuentra que ΔR es negativa mediante

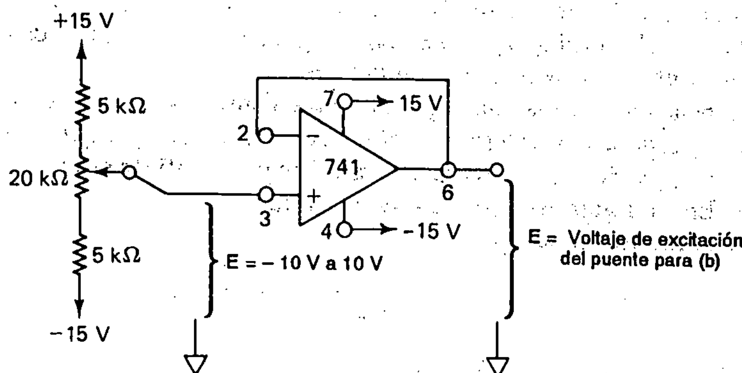
$$R_{transductor} = R_{referencia} + \Delta R$$

$$9573\ \Omega = 10{,}000\ \Omega + \Delta R$$

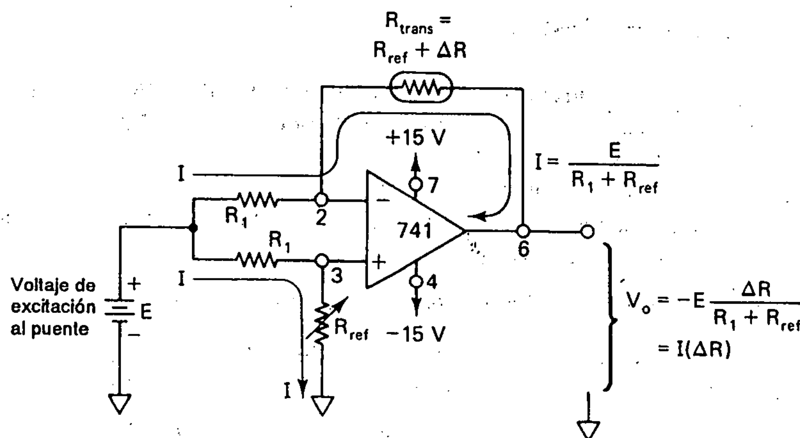
$$\Delta R = -427\ \Omega$$

Dado que hemos definido 25°C como la temperatura de referencia, definimos la resistencia de referencia como R_{ref} =10,000 Ω. Nuestras definiciones hacen que ΔR tenga signo negativo si la resistencia del transductor es menor que R_{ref}.

Para operar el puente, es necesario un puente de voltaje estable E, el cual puede ser de ca o cd. E debe tener una resistencia interna pequeña con respecto a R. El modo más simple de generar E es usar un divisor a través de los voltajes estables de alimentación como se muestra en la figura 8-10(a). Entonces se conecta un simple



(a) El voltaje de excitación al puente debe tener la baja resistencia de salida de un seguidor de voltaje y debe extraerse de una fuente de voltaje regulada y estable



(b) Amplificador puente práctico

FIGURA 8-10 Este amplificador puente genera un voltaje directamente proporcional al *cambio* que se produce a la resistencia del transductor.

seguidor de voltaje al divisor. Para los valores de resistencias que se muestran, E puede ajustarse entre + 10 y − 10 V.

8-6.2 Operación del circuito básico de puente

Un circuito básico de puente con pocas partes se muestra en la figura 8-10(b). Las resistencias R_1 son de Tempco (película metálica) al 1%. La corriente I es

constante y está fija mediante R_1, R_{ref} y E. Es decir, $I = E/(R_1 + E_{ref})$. Nótese que la corriente del transductor es *constante* e igual a I porque las caídas del voltaje a través de ambas resistencias R_1 son iguales ($E_d = 0$ V).

La resistencia de la entrada (+) a tierra siempre se escoge de modo que sea igual a la resistencia de referencia del transductor. Queremos que V_o sea cero volts cuando $R_{trans} = R_{ref}$. Esto nos permitirá calibrar o verificar el funcionamiento del puente. En la figura 8-10(b), ΔR es la entrada y V_o la salida. La relación de salida-entrada está dada por

$$V_o = -E\left(\frac{\Delta R}{R_{ref} + R}\right) = -I\,\Delta R \tag{8-6}$$

donde $I = E/(R_{ref} + R)$, $\Delta R = R_{trans} - R_{ref}$.

Procedimiento de calibración a cero

1. Coloque el transductor en el ambiente de referencia; por ejemplo 25°C.
2. Ajuste R_{ref} hasta que $V_o = 0$ V.

Normalmente, resulta muy costoso controlar un ambiente para probar o calibrar un solo circuito. En consecuencia, (1) reemplace el transductor R_{trans} con una resistencia igual a R_{ref}; (2) ahora ΔR es igual a cero; (3) a partir de la ecuación (8-6), V_o también debería ser igual a cero.

Supóngase que V_o se acerca a cero pero no es igual a cero. Usted quiere ajustar V_o exactamente a cero volts.

1. Compruebe que las resistencias R_1 son iguales dentro del 1%.
2. Verifique que el reemplazo del transductor R_{ref} es igual al valor de R_{ref} [de la entrada (+) a tierra en la figura 8-10(b)] dentro del 1%.
3. Incorpore al amplificador operacional un circuito de desviación nulo y ajuste V_o a cero volts (véase capítulo 9 para circuitos nulos).

8-6.3 Medición de temperatura con un circuito puente

En esta sección indicamos el procedimiento para diseñar un sistema de medición de temperatura con pocas partes.

Ejemplo de diseño 8-9

Diseñe un convertidor de temperatura a voltaje, que mida temperaturas comprendidas entre 25 y 50°C.

Procedimiento de diseño

1. *Seleccione un termistor cualquiera por el método de tanteo.* El termistor convierte un cambio de temperatura en un cambio de resistencia. Seleccione el Fenwal UUA41J1 y construya una tabla (como la 8-1) indicando la temperatura frente a la resistencia correspondiente. (Observe la no linealidad entre temperatura y resistencia.)

2. *Seleccione la temperatura de referencia.* A la temperatura de referencia V_o debe ser igual a cero. Escoja el límite inferior de 25°C o bien el límite superior de 50°. En este ejemplo optaremos por el límite inferior de 25°C. *Acabamos de definir* R_{ref}. R_{ref} es igual a la resistencia del transductor a la temperatura de referencia. En concreto, T_{ref} = 25°C; por tanto, R_{ref} = 10,000. En seguida se calcula ΔR para cada temperatura a partir de

$$R_{trans} = R_{ref} + \Delta R$$

A 50°C,

$$3603\ \Omega = 10{,}000\ \Omega + \Delta R$$

$$\Delta R = -6397\ \Omega$$

Nótese el signo negativo de ΔR.

TABLA 8-1 RESISTENCIA CONTRA TEMPERATURA DE UN TERMISTOR UUA41J1

Temp. (°C)	R_{trans}		
25	10,000	1983	Cambio óhmico para un cambio de 5°C
30	8,057		
35	6,530		No lineal
40	5,327		
45	4,370	767	Cambio óhmico para un cambio de 5°C
50	3,603		

3. *Predecir las características de voltaje-temperatura.* Escogemos el circuito puente de la figura 8-10 porque convierte un cambio de resistencia ΔR en un voltaje de salida [véase la ecuación (8-6)].
   a. Seleccione las resistencias R_1 que sean iguales a 10 kΩ al 1%.
   b. Realice una selección por tanteo cuando E = 1.0 V.

   Si se pregunta por qué hemos de efectuar estas elecciones en particular, las respuestas son: (1) se dispone fácilmente de tamaños de resistencias de 10 kΩ y (2) la selección de 1 V nos da idea del tamaño de V_o. Si más tarde se quiere duplicar o triplicar V_o, basta duplicar o triplicar E.

   c. Calcule I a partir de la ecuación (8-6).

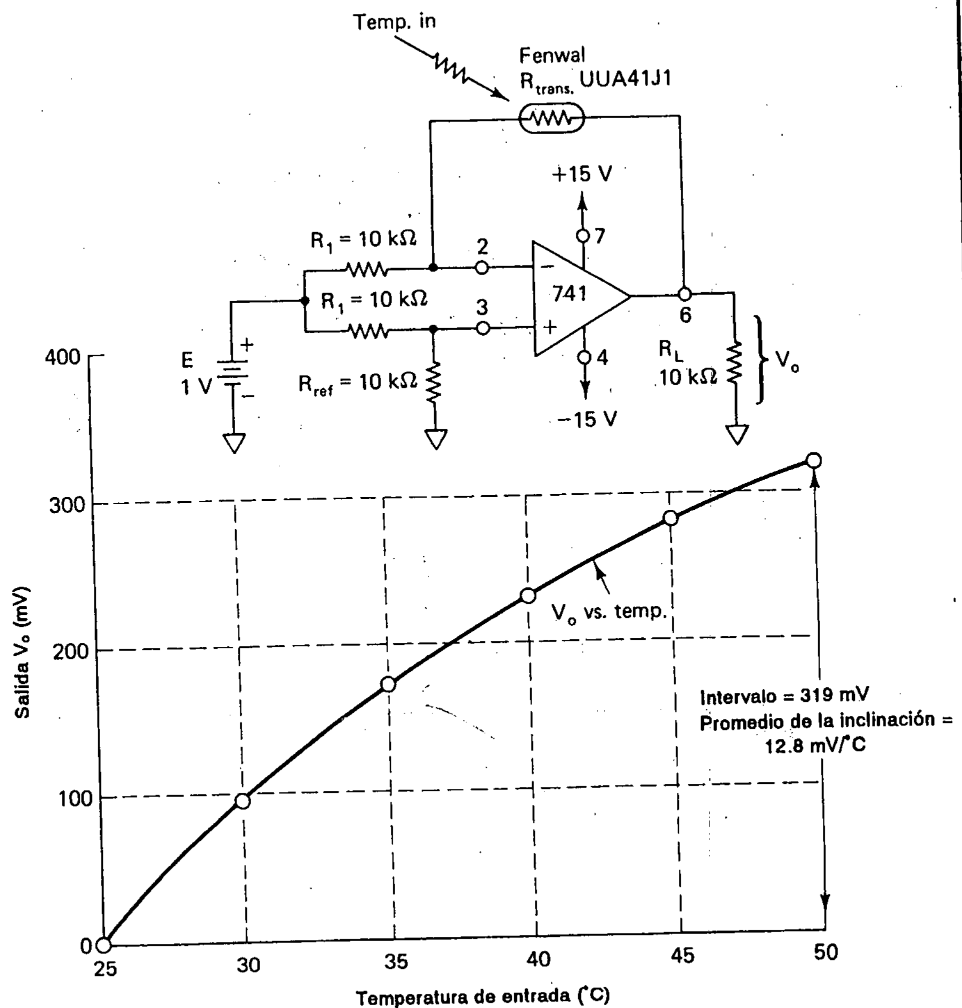


FIGURA 8-11 Respuesta al ejemplo de diseño 8-9. Con un cambio de temperatura de entrada de 25 a 50°C se produce una alteración de voltaje de salida de 0 a 319 mV. El circuito es un convertidor de temperatura a voltaje.

$$I = \frac{E}{R_{ref} + R_1} = \frac{1\text{ V}}{10\text{ k}\Omega + 10\text{ k}\Omega} = 0.050\text{ mA}$$

d. Calcule V_O para cada valor de R y tabule los resultados (véase la tabla 8-2). Con base en la ecuación (8-6),

$$V_o = -I\,\Delta R$$

A 50°C, se tiene

$$V_o = -(0.050 \text{ mA})(-6397\ \Omega) = 319 \text{ mV}$$

4. *Verificación del rendimiento*. Se grafica V_O en función de la temperatura en la figura 8-11, donde se muestra también el circuito diseñado.

TABLA 8-2 CALCULOS PARA CONVERTIDOR TEMPERATURA A VOLTAJE

Temp. (°C)	R_{trans} (Ω)	ΔR (Ω)	V_o (mV)
25	10000	0	0
30	8057	−1943	97
35	6530	−3470	173
40	5327	−4673	233
45	4370	−5630	281
50	3603	−6397	319

Resumen y comentarios. El ejemplo 8-9 muestra cómo un circuito puente convierte el cambio de resistencia de un transductor en un cambio de voltaje. El voltaje de salida del circuito es lineal respecto a ΔR [véase la ecuación (8-6)]. Sin embargo, ΔR *no* es lineal con respecto a la temperatura (véase tabla 8-1 y figura 8-11). Por lo tanto, V_O *no* es lineal con respecto a la temperatura. El puente simplemente transmite la no linealidad del termistor.

La sensibilidad del convertidor de voltaje en temperatura se aumenta fácilmente al incrementar E. El valor máximo de E se establece mediante la corriente máxima del termistor pero evitando el autocalentamiento, generalmente 1 mA. En consecuencia, E posee un valor máximo de

$$E = I(R_{ref} + R_1) = (1 \text{ mA})(10 + 10) \text{ k}\Omega = 20 \text{ V}$$

Si quisiéramos incrementar el intervalo de salida de 319 mV (E = 1 V) a un intervalo de 2.50 V, bastaría con aumentar E de 7.84 a 7.84 V [(2.50 V/0.319 V = 7.84)].

8-6.4 Amplificador de puente y computadoras

Hasta ahora, el amplificador de puente descrito se limita a convertir los cambios de temperatura en voltaje. En el capítulo 2 se estudiaron los principios de cómo un cambio de voltaje puede convertirse en una variación de la duración de un pulso con un modulador de ancho de pulso. Esos principios pueden aplicarse nuevamen-

te para establecer comunicación entre el mundo analógico de una variación continua de temperatura y el mundo digital de la computadora. El amplificador de puente permite realizar mediciones; el modulador de ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés), en cambio, proporciona una interfaz.

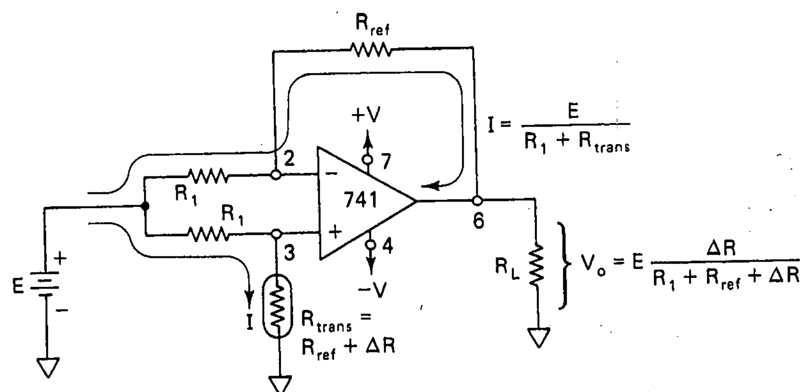
8-7 AUMENTO DE FLEXIBILIDAD AL AMPLIFICADOR DE PUENTE

8-7.1 Transductores conectados a tierra

En algunas aplicaciones es necesario tener una terminal del transductor conectada a tierra. La técnica usual se muestra en la figura 8-12(a). Nótese que la corriente I depende de la resistencia del transductor (en las figuras 8-10 y 8-11, la corriente era constante). Obsérvese también que V_O no es lineal con ΔR porque ésta aparece en el denominador de la ecuación de V_O en función de ΔR. Finalmente, en contraste con el ejemplo de diseño 8-9, si E_i es positivo y T_{ref} se encuentra en el extremo inferior de la escala, V_O se vuelve negativo para los valores negativos de ΔR. Es decir si R_{trans} es un termistor, V_O se vuelve negativa al irse elevando la temperatura.

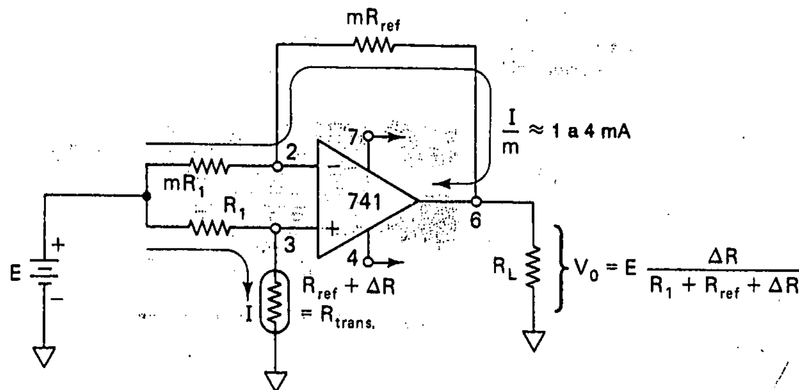
8-7.2 Transistores de alta corriente

Si la corriente requerida por el transductor es mayor que la capacidad de corriente del amplificador operacional (5mA), se utiliza el circuito de la figura 8-12(b). La corriente del transductor la suministra E. Las resistencias mR se escogen para mantener sus corrientes aproximadamente de 1 a 4 mA. La corriente del transduc-



(a) Amplificador puente con transductor conectado a tierra

FIGURA 8-12 El amplificador puente se emplea con un transductor conectado a tierra en (a) y un transductor de alta corriente en (b).



(b) Algunos transductores requieren corrientes mayores de las que puede suministrar el amplificador operacional; la corriente del transductor se reduce por el factor multiplicador m, de modo que la corriente de retroalimentación proporcionada por el amplificador operacional es I/m

FIGURA 8-12 (Cont.)

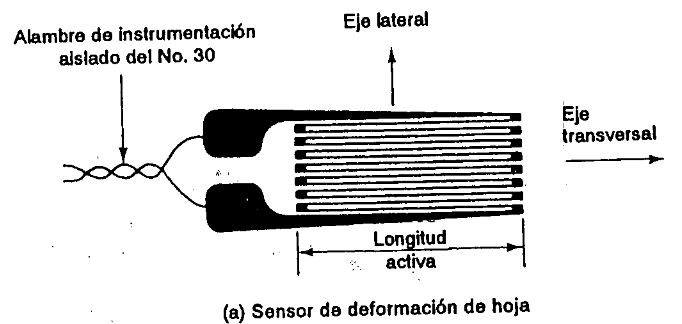
tor y el voltaje de salida se pueden obtener a partir de la ecuación de la figura 8-12(b). Si dicha corriente resulta muy pequeña (transductores de alta resistencia), puede emplearse el mismo circuito, sólo que las resistencias *mR* serán más pequeñas que *R* para conservar la corriente de salida del amplificador operacional en 1 mA aproximadamente. Además deberían usarse amplificadores operacionales BiFET como el TL081, CA3140, AD547 o LF355 que tienen pequeñas corrientes de polarización (véase el capítulo 9).

8-8 SENSOR DE DEFORMACIONES Y MEDICIONES DE PEQUEÑOS CAMBIOS DE RESISTENCIA

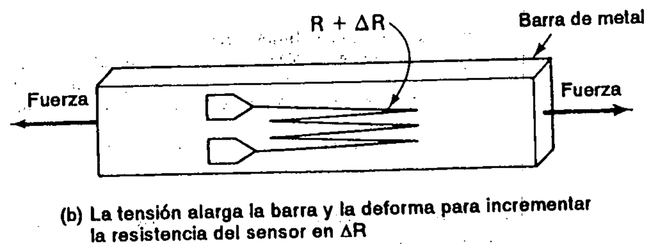
8-8.1 Introducción al sensor de deformaciones

Un sensor de deformación es un alambre conductor cuya resistencia cambia en una pequeña cantidad cuando se alarga o acorta. El cambio en longitud es pequeño, unas pocas millonésimas de pulgada. El sensor de deformación está ligado con una estructura, de modo que los porcentajes de cambio de longitud del sensor de deformación y la estructura son idénticos.

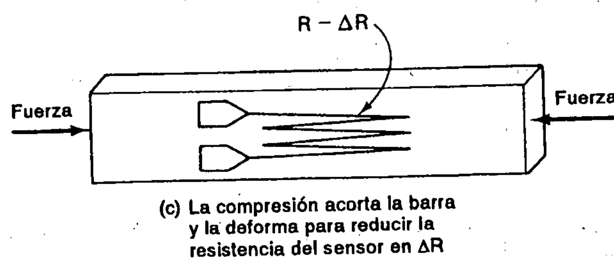
En la figura 8-13(a) se muestra un sensor del tipo de hojuela. La longitud activa del sensor está a lo largo del eje transversal. El sensor de deformación debe montarse de modo que su eje transversal quede en la misma dirección del movimiento de la estructura que va a medirse [véanse las figuras 8-13(b) y (c)]. El alargamiento de la barra por tensión alarga el conductor del sensor de deformación e incrementa su



(a) Sensor de deformación de hoja



(b) La tensión alarga la barra y la deforma para incrementar la resistencia del sensor en ΔR



(c) La compresión acorta la barra y la deforma para reducir la resistencia del sensor en ΔR

FIGURA 8-13 Se utiliza un sensor de deformación para medir el cambio en longitud de una estructura.

resistencia. La compresión reduce la resistencia del sensor debido a que se disminuye la longitud normal del sensor de deformación.

8-8.2 Material de los sensores de deformación

Los sensores de deformación se hacen de aleaciones de metal como constantano, nicromo, V, Dynaloy, Stabiloy o aleación de platino. Para trabajos en alta temperatura están hechas de alambre. Para temperaturas moderadas, los sensores de deformación se hacen con aleación de metal en hojas muy delgadas por un

procedimiento de fotograbado. El producto resultante se denomina sensor de esfuerzo del tipo de hojuela y en la figura 8-13(a) se muestra un ejemplo típico.

8-8.3 Utilización de información obtenida con el sensor de deformación

En esta sección se mostrará que la instrumentación mide sólo el cambio de resistencia ΔR en el sensor. El fabricante especifica la resistencia R sin deformación. Una vez que se ha medido ΔR, puede calcularse la razón $\Delta R/R$. El fabricante también especifica el *factor del sensor* (GF, por sus siglas en inglés, "gage factor") para cada sensor. El factor del sensor es la razón del cambio porcentual en la resistencia de un sensor a su cambio porcentual en la longitud. Estos cambios porcentuales también pueden expresarse como decimales. Si la razón $\Delta R/R$ se divide entre el factor G, el resultado es la razón del *cambio* en la longitud del sensor ΔL, respecto a su longitud original L.Por supuesto la estructura donde está montado el sensor tiene la misma $\Delta L/L$. Un ejemplo mostrará cómo se usa este factor.

Ejemplo 8-10

Un sensor de deformación de 120 Ω con un factor de 2 se fija a una barra de metal, la cual se estira y provoca un ΔR de 0.001 Ω. Obtenga $\Delta L/L$.

Solución

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{\Delta R/R}{GF} = \frac{0.001\ \Omega/120\ \Omega}{2}$$

$$\approx 4.1 \text{ micropulgadas por pulgada}$$

La razón $\Delta L/L$ tiene un nombre. Se denomina *deformación unitaria.* Este dato de la unidad de deformación (que se desarrolló para una medición de ΔR) es la que necesitan los ingenieros mecánicos. Pueden usar esta información de deformación unitaria junto con las características conocidas de los materiales estructurales (módulos de elasticidad) para encontrar el *esfuerzo* en la viga. El *esfuerzo es la cantidad de fuerza que actúa en un área unitaria.* La unidad para esfuerzo es libras por pulgada cuadrada (psi) o newtons por metro cuadrado. Si la barra en el ejemplo 8-10 estuviera hecha de acero dulce, su esfuerzo sería cerca de 125 psi. *La deformación por fatiga es la deformación de un material resultante de un esfuerzo,* o $\Delta L/L$.

8-8.4 Montaje de los sensores de deformación

Antes de montar un sensor de deformación, la superficie de la viga debe limpiarse, lijarse y enjuagarse con alcohol, freón o metil etil ketona (MEK). El sensor se fija entonces permanentemente a la superficie limpia por medio de algún adhesivo como Eastman 910, epoxy, polimida, o cemento cerámico. Los procedimientos que indican los fabricantes deben seguirse cuidadosamente.

8-8.5 Cambios de resistencia del sensor de deformación

Lo que debe medirse en un sensor es el cambio de resistencia ΔR y este cambio es *pequeño*. ΔR tiene valores de unos pocos miliohms. La técnica empleada para medir pequeños cambios de resistencia se expone a continuación.

8-9 MEDICION DE PEQUEÑOS CAMBIOS DE RESISTENCIA

8-9.1 Necesidad de un puente de resistencia

Para medir la resistencia, primero debe encontrarse una técnica para convertir el *cambio de resistencia* en una corriente o voltaje para exhibirla en un amperímetro o voltímetro. Si se tiene que medir un pequeño *cambio* de resistencia, se obtendrá un cambio muy pequeño de voltaje. Por ejemplo, si se pasa una corriente de 5 mA a través de un sensor de deformación de 120 Ω, el voltaje a través del mismo sería 0.600 V. Si la resistencia *cambia* a 1 mΩ, el *cambio* en el voltaje sería 5 μV. Para mostrar el cambio de 5 μV, se necesitaría amplificarlo por un factor de, por ejemplo, 1 000 a 5 mV. Sin embargo, también pueden amplificarse los 0.6 V por 1 000 para obtener 600 V más 5 mV. Es difícil detectar una diferencia de 5 mV en una señal de 600 V. Por tanto, se necesita un circuito que permita amplificar sólo la *diferencia* en voltaje a través del sensor de deformación causado por un *cambio* en su resistencia. La solución se encuentra en el circuito puente.

8-9.2 Puente básico de resistencia

El sensor de deformación se coloca en un brazo del puente de resistencia, como se muestra en la figura 8-14. Suponga que el sensor no está deformado, de modo que su resistencia = R. También suponga que R_1, R_2 y R_3, son todas iguales a R (esta suposición poco probable se analiza en la sección 8-10). Bajo estas condiciones $E_1 = E_2 = E/2$ y $E_1 - E_2 = 0$. Se dice que el puente está *balanceado.* Si el sensor de deformación se *comprime,* R disminuiría en ΔR y el voltaje diferencial $E_1 - E_2$ estará dado por

$$E_1 - E_2 = E\frac{\Delta R}{4R} \tag{8-7}$$

Esta aproximación es válida porque $2\,\Delta R \ll 4R$ para el sensor de deformación.

La ecuación (8-7) muestra que E debe hacerse grande para maximizar el voltaje diferencial de salida, $E_1 - E_2$.

Ejemplo 8-11

Si $\Delta R = 0.001\ \Omega$, $R = 120\ \Omega$, y $E = 1.0$ V en la figura 8-14, encuentre la salida del puente, $E_1 - E_2$.

Solución Utilizando la ecuación (8-7),

$$E_1 - E_2 = 1.0\text{ V} \times \frac{0.001\ \Omega}{(4)(120)\ \Omega} = 2.2\ \mu\text{V}$$

Si E se incrementa a 10 V, entonces $E_1 - E_2$ se incrementa a 22 μV.

Un amplificador de instrumentación puede usarse entonces para amplificar por 1 000 el voltaje diferencial $E_1 - E_2$ para dar una salida de aproximadamente 22 mV por miliohm de ΔR.

Se concluye que un voltaje E y un circuito puente con un amplificador de instrumentación puede convertir un cambio en resistencia de 1 mΩ en un cambio en el voltaje de salida de 22 mV.

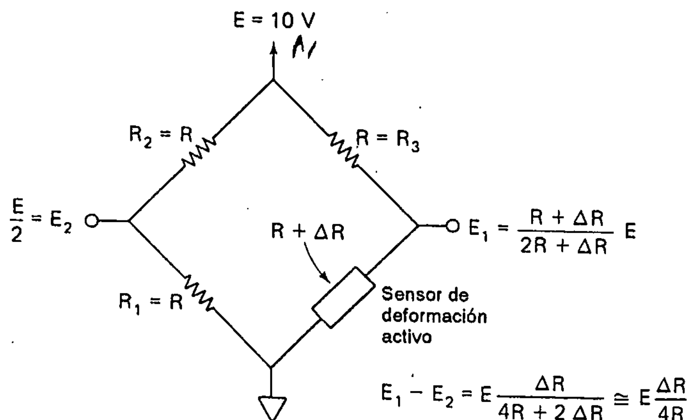


FIGURA 8-14 El arreglo de resistencias en puente y el voltaje de alimentación E convierten un cambio en la resistencia ΔR del sensor de deformación en un volltaje de salida diferencial $E_1 - E_2$. Si $R = 120\ \Omega$, $E = 10$ V y $R = 1$ mΩ, $E_1 - E_2 = 22\ \mu$V.

8-9.3 Efectos térmicos en el balance del puente

Aun cuando se logre balancear el circuito puente de la figura 8-14, no se mantendrá el balance porque los ligeros cambios de temperatura del sensor de deformación producen cambios de resistencia iguales o mayores que los ocasionados por la deformación. Este problema se resuelve al montar otro sensor idéntico contiguo al activo, de manera que ambos compartan un mismo ambiente térmico. Por consiguiente, al variar la temperatura, los cambios de resistencia del sensor agregado corresponden exactamente a la resistencia del sensor activo. El sensor agregado produce compensación automática de temperatura, por lo cual se le denomina sensor de *compensación de temperatura* o *falso sensor*.

El *sensor de compensación de temperatura* se monta con su eje transversal perpendicular al eje transversal del sensor de trabajo, como se muestra en la figura 8-15. Los fabricantes tienen disponible este tipo estándar de arreglo de sensores. El nuevo sensor está colocado en lugar de la resistencia R_1 en el circuito puente de la figura 8-14. Una vez que el puente se ha balanceado, la resistencia R del sensor de compensación de temperatura y la del sensor de trabajo se siguen una a otra para mantener el puente en balance. Cualquier desbalanceo, está provocado estrictamente por ΔR del sensor de trabajo debido a la deformación por fatiga.

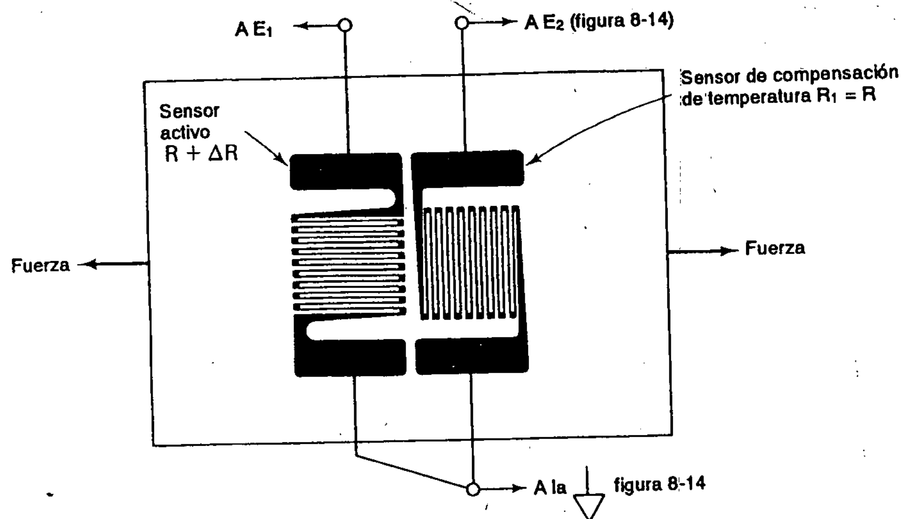


FIGURA 8-15 El sensor de deformación para compensación de temperatura tiene los mismos cambios de resistencia que el sensor activo al incrementarse la temperatura. Solamente el sensor activo cambia su resistencia con la deformación. Al conectar el puente como en la figura 8-14, los cambios en la resistencia debidos a cambios en la temperatura se balancean automáticamente.

8-10 BALANCEO DE UN PUENTE DE SENSORES DE DEFORMACION

8-10.1 Técnica obvia

Suponga que se tiene un sensor de trabajo y un sensor de compensación de temperatura en la figura 8-16 que son iguales dentro de 1 mΩ. Para completar el puente, se instalan dos resistencias de 120 Ω al 1%. Uno es más alto en 1% a 121.200 Ω y otro está abajo por 1% a 118.800 Ω. Deben igualarse para balancear el puente. Para hacer esto, se instala, un potenciómetro de 5 Ω y 20 vueltas, como se muestra en la figura 8-16. En forma teórica, el potenciómetro debe establecerse como se muestra para igualar resistencias en las ramas superiores del puente a 122.500 Ω.

Además supóngase que un amplificador de instrumentación con una ganancia de 1000 se conecta al puente de la figura 8-16. Del ejemplo 8-11, la salida del amplificador de instrumentación (IA) será de aproximadamente 22 mV por miliohm de desbalanceo. Esto significa que el potenciómetro de 5 Ω debe ajustarse dentro de 1 mΩ a los valores mostrados, de modo que $E_1 - E_2$ y en consecuencia V_o del IA será igual a 0 V ± 22 mV.

Desafortunadamente, en la práctica es muy difícil ajustar el balance. Esto se debe a que cada vuelta del potenciómetro vale 5 Ω/20 vueltas = 250 mΩ. Cuando se ajusta el potenciómetro es normal esperar un desajuste de ± $\frac{1}{50}$ de vuelta. Por

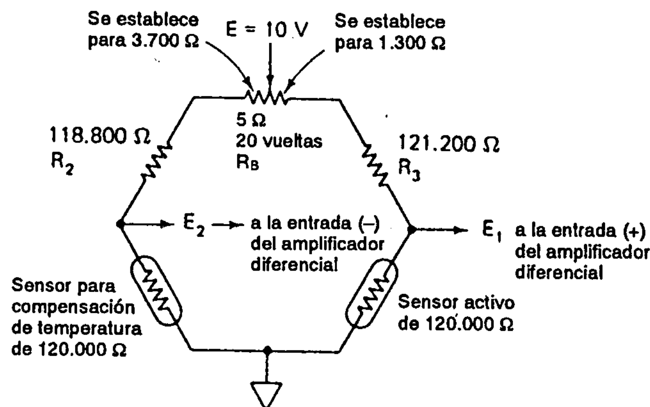


FIGURA 8-16 El potenciómetro de balance R_B se ajusta para hacer que $E_1 - E_2 = 0$ V.

tanto, el mejor esfuerzo resulta en un desbalance en el potenciómetro de ± 5 mΩ. Se observa este desbalance en la salida del IA, donde V_o cambia en ± 0.1 V en cualquier lado del cero, conforme se hace el ajuste fino del potenciómetro de 20 vueltas. Por fortuna hay una técnica mejor que usa un potenciómetro lineal ordinario ($\frac{3}{4}$ de vuelta) y una sola resistencia.

8-10.2 Una técnica mejor

Para analizar la operación del circuito balanceado en la figura 8-17, suponga que las resistencias del puente R_2 y R_3 son razonablemente iguales, ± 1%. Los sensores de deformación deben tener resistencias iguales dentro de varios millonésimos de ohm si el sensor de trabajo no está bajo deformación.

La resistencia R_{B1} es un potenciómetro lineal ordinario de $\frac{3}{4}$ de vuelta. Su resistencia debe ser aproximada a $\frac{1}{10}$ menos de la resistencia R_{B2}, de modo que el voltaje fE dependa sólo de E y de la fracción decimal f. Los valores de f varían de 0 a 1.0 conforme se ajusta el potenciómetro de un límite al otro. R_{B1} debe ser 10 o más veces mayor que la resistencia del sensor de deformación.

La resistencia R_{B2} se escoge 10 o más veces mayor que R_{B1}. Bajo estas condiciones R_{B2} no carga al divisor de voltaje de R_{B1}. También, el tamaño de R_{B2} determina la máxima corriente de balanceo que puede inyectarse o extraerse del nodo E_2. El ajuste de f en el potenciómetro determina qué tanto de la corriente máxima se inyecta o extrae.

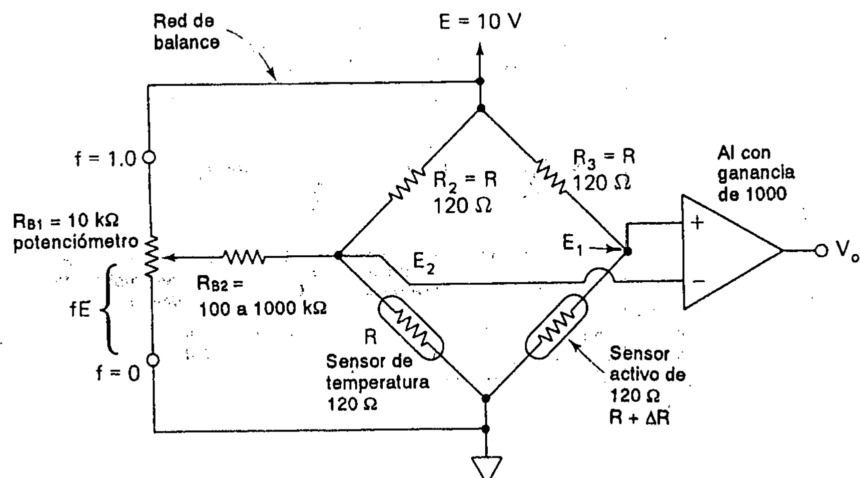


FIGURA 8-17 Mejora a la red de balance R_{B1} y R_{B2} que permite un ajuste fácil de V_o a 0 V.

La acción de balanceo se resume observando que si $f > 0.5$ una corriente pequeña se inyecta en el nodo E_2 y fluye a través del sensor de temperatura hacia tierra, esto hace a E_2 más positivo. Si $f < 0.5$, se extrae corriente del nodo E_2, esto aumenta la corriente a través de R_2 para hacer E_2 menos positivo.

En un puente real, se inicia con $R_{B2} = 100$ kΩ y $R_{B1} = 10$ kΩ. Se monitorea V_o del IA y se verifica la acción de balanceo. Si la variación en V_o es mayor que la deseada, se incrementa R_{B2} a 1000 kΩ y se vuelve a verificar la acción de balanceo. El valor final de R_{B2} se selecciona por experimentación y depende de la magnitud del desbalance entre R_2 y R_3.

8-11 INCREMENTO EN LA SALIDA DEL PUENTE DE DEFORMACION

Se demostró que un solo sensor de deformación activo y un sensor de compensación de temperatura producen una salida en puente diferencial de la figura 8-14 de

$$E_1 - E_2 = E\frac{\Delta R}{4R} \tag{8-7}$$

El circuito puente y la ubicación de los sensores se muestra otra vez en la figura 8-18(a).

El voltaje de salida del puente $E_1 - E_2$ puede duplicarse al duplicarse el número de sensores activos como en la figura 8-18(b). Los sensores 1-2 y 5-6 son los activos y se incrementa su resistencia (tensión) si aplica la fuerza como se muestra. Al arreglar los sensores activos en los brazos opuestos del puente y los sensores de compensación de temperatura en los otros brazos, la salida del puente es:

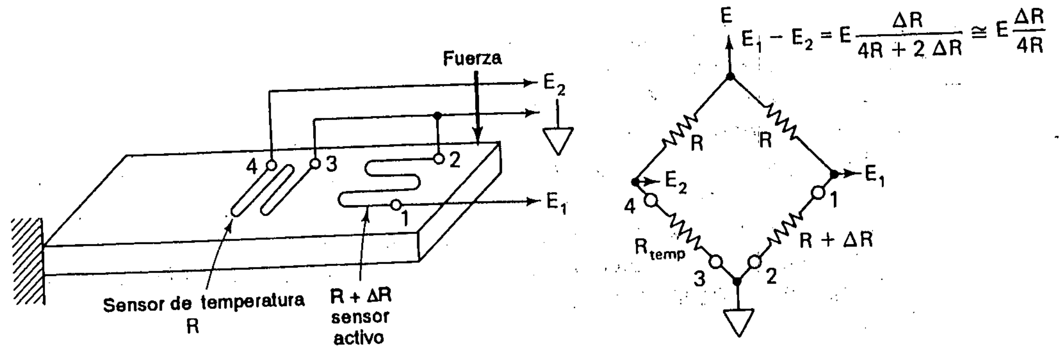
$$E_1 - E_2 = E\frac{\Delta R}{2R + \Delta R} \simeq E\frac{\Delta R}{2R}$$

Si los miembros estructurales experimentan flexiones en la figura 8-18(c), se puede obtener mayor sensibilidad del puente. El lado superior de la barra será alargado (tensión) para incrementar la resistencia del sensor activo en (+)ΔR. El lado inferior de la barra se acortará (compresión) para reducir la resistencia del sensor en (–)ΔR.

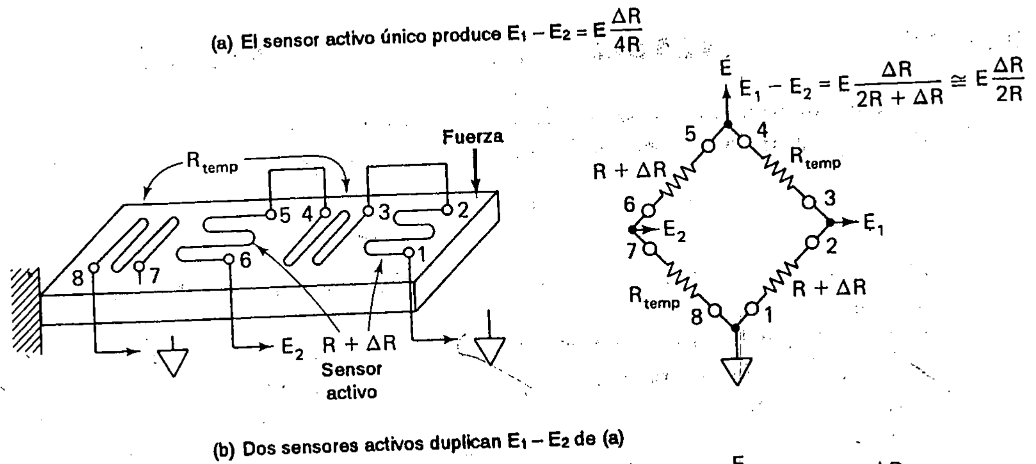
Los sensores de tensión 1-2 y 5-6 están conectados en los brazos opuestos del puente. Los sensores en compresión 3-4 y 7-8 están conectados en los lados opuestos remanentes del puente. Los sensores también se compensan por temperatura unos con otros. La salida del arreglo de cuatro sensores de deformación en la figura 8-18(c) se cuadruplica con respecto al puente de un solo sensor a

$$E_1 - E_2 = E\frac{\Delta R}{4R}$$

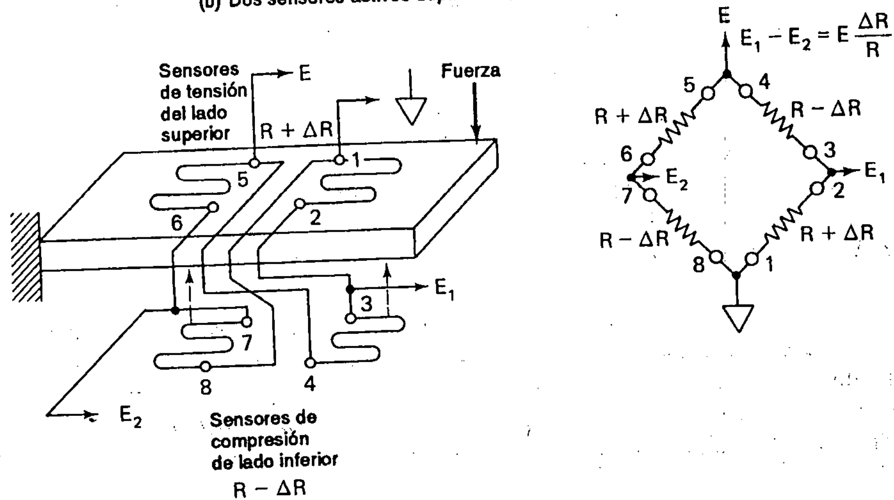
Por supuesto cada arreglo puente en la figura 8-18 debe conectarse a un circuito de balanceo [el cual, por claridad no se muestra; (véanse la figura 8-17 y la sección 8-10)].



(a) El sensor activo único produce $E_1 - E_2 = E\frac{\Delta R}{4R}$



(b) Dos sensores activos duplican $E_1 - E_2$ de (a)



(c) Cuatro sensores activos cuadruplican $E_1 - E_2$ de (a)

FIGURA 8-18 Comparación de sensibilidad de tres arreglos de puente de sensores de formación (ΔR es pequeño respecto a R para sensores de tipo hoja).

8-12 UNA APLICACION PRACTICA DEL DETECTOR DE DEFORMACIONES

Como se muestra en la figura 8-19, un amplificador de instrumentación (IA) AD521 (Analogic Devices) se conecta a un arreglo de puente de cuatro sensores de deformación. Los sensores de deformación son de 120 Ω, SR4, de tipo hojuela. Están montados en una barra de acero de acuerdo con la figura 8-18(c). También está conectado el circuito de balanceo de la figura 8-17 al puente de sensores de deformación. R_{B2} se seleccionó, después de experimentación como 100 kΩ. Los sensores de deformación se montaron estrictamente de acuerdo con las instrucciones del fabricante (BLH Electronics, Inc.)

El procedimiento para calibración es como sigue:

1. *Resistencias de ganancia*: Seleccione las resistencias R_{escala} (R_S) y $R_{ganancia}$ (R_G) para tener una ganancia de 1,000. La ganancia se establece por la razón de R_S/R_G, o 100 kΩ/100 Ω.
2. *Ajuste de desviación de voltaje*: Con R_S y R_G instalados, conéctense a tierra las entradas 1 y 3. Ajústese el potenciómetro de desviación de voltaje del IA para $V_o = 0$ V (véase capítulo 9).
3. *Medición de ganancia:* Conecte la señal de 5 mV al divisor de voltaje de 150 kΩ y 50- W como $E_1 - E_2$ a las terminales 1 y 3. Mida V_o; calcule la ganancia = $V_o/(E_1 - E_2)$.

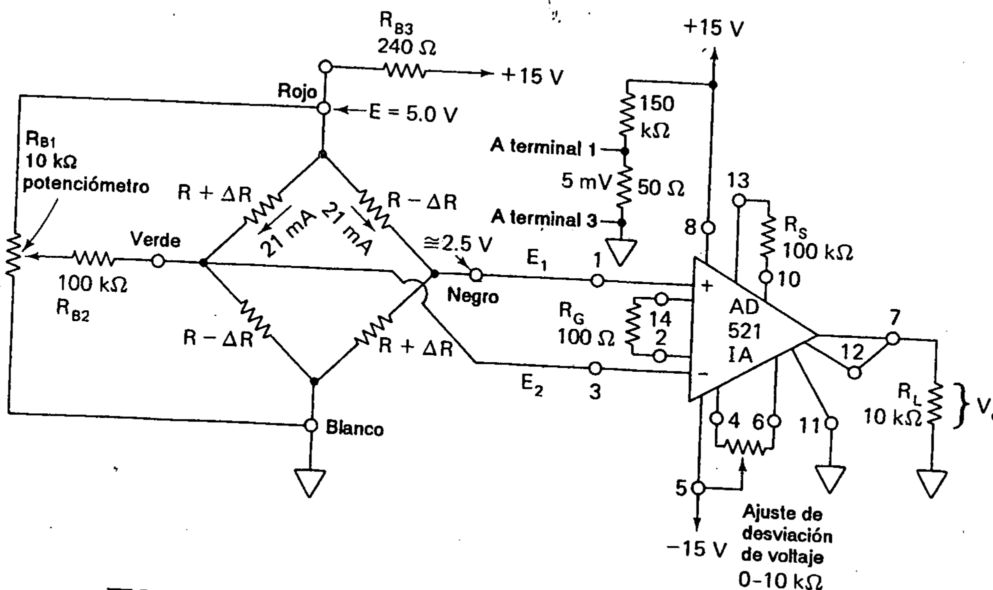


FIGURA 8-19 El amplificador de instrumentación AD521 se usa para amplificar la salida de los cuatro sensores activos [véase la figura 8-18(c)].

4. *Ajuste de cero del puente.* Conecte E_1 y E_2 a las terminales 1 y 3 del IA. Ajuste R_{B1} para $V_o = 0$ V cuando los sensores no están sometidos a deformación.

Ejemplo 8-12

El puente de la figura 8-19 se usa para medir la deformación resultante de la deflexión de una barra de acero. V_o se mide para ser 100 mV. Calcule (a) ΔR; (b) $\Delta R/R$; (c) $\Delta L/L$. Suponga que se siguió el procedimiento de calibración y que la ganancia del paso 3 es 1000. El factor del sensor es 2.0.

Solución (a) Encuentre $E_1 - E_2$ de

$$E_1 - E_2 = \frac{V_o}{\text{ganancia}} = \frac{100 \text{ mV}}{1000} = 0.1 \text{ mV}$$

De ΔR de la figura 8-18(c)

$$\Delta R = \frac{R(E_1 - E_2)}{E} = \frac{120\ \Omega(0.1 \times 10^{-3}\text{ V})}{5.0\text{ V}}$$

$$= 0.0024\ \Omega = 2.4\text{ m}\Omega$$

(b)

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{0.0024\ \Omega}{120\ \Omega} = 0.000020 = 20 \times 10^{-6}\ \mu\Omega/\Omega$$

(c) Del factor del sensor = $(\Delta R/R)/(\Delta L/L)$, se obtiene

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{20 \times 10^{-6}}{2} = 10 \times 10^{-6} = 10\ \mu\text{pul/pulg}$$

Nota: La resistencia R_{B3} se selecciona para limitar la corriente del sensor a 25 mA para limitar el autocalentamiento.

Ya conocido el valor de la deformación $\Delta L/L$, puede aplicarse el *modulo de elasticidad* del acero, $E = 30 \times 10^6$. Para calcular el *esfuerzo* mediante

$$\text{esfuerzo} = E \times \text{deformación} = (30 \times 10^6)(10 \times 10^{-6})$$

$$= 300 \text{ psi}$$

8-13 MEDICION DE PRESION, FUERZA Y PESO

En el ejemplo 8-12 se explica cómo se puede medir presión mediante un sistema sensor de deformación. Los ingenieros mecánicos reciben el dato $\Delta L/L$ del personal eléctrico que puede medir $\Delta R/R$ y se observan el factor del sensor. Con base

en el valor de $\Delta L/L$, los ingenieros mecánicos y los técnicos miden la presión sobre una estructura. Dado que, la presión es fuerza por unidad de área, pueden calcular la fuerza midiendo el área de la estructura.

Más aún, el peso de un objeto ejerce fuerza sobre cualquier estructura de apoyo. Al instalar un sensor de deformación en esa estructura, pueden medirse objetos muy pesados como un camión lleno de arena o una aeronave 747.

EJERCICIOS DE LABORATORIO

8-1. *Amplificador diferencial básico.* Las figuras 8-1 y 8-2 pueden utilizarse para adquirir experiencia con el amplificador diferencial básico. Seleccione las resistencias R = 10 kΩ, al 1% y mR = 10 kΩ, al 1%. E_1 y E_2 deben tener salidas de baja impedancia. Los generadores de señal con impedancia de 50 Ω o las fuentes de potencia de tipo laboratorio son satisfactorias. Cualquier voltaje obtenido de un divisor de voltaje con resistencias debe aislarse con un seguidor de voltaje. Mantenga las frecuencias de señal a 1 kHz o menos (la razón de esto se explica en el capítulo 10).

Le recomendamos *no* construir un amplificador de instrumentación con tres amplificadores operacionales. Es preferible utilizar un amplificador de instrumentación comercial y poner el circuito en una tarjeta impresa. Asegúrese de utilizar conductores blindados y puentear la fuente de voltaje con capacitores de 0.01 ó 0.1 μF, conectados en las terminales de alimentación del amplificador de instrumentación.

8-2. *Termistor.* La sección 8-3 puede emplearse para preparar un excelente ejercicio de laboratorio. Obtenga la información de resistencia y temperatura referente a cualquier termistor. Escoja R_{ref} aproximadamente igual a la resistencia del termistor en el extremo bajo de la escala de temperatura que desee medir. (Mantenga la variación de temperatura abajo de 50°C). De la figura 8-10 u 8-11, seleccione $R_1 = R_{ref} \pm 20\%$. Utilice una caja de décadas para marcar las resistencias del transductor para cada temperatura (pues pocos podrán contar con un horno de diez mil dólares con control de temperatura de precisión, para realizar un experimento).

8-3. *Sensor de deformación.* Para experimentar con un sensor de deformación se requiere: primero, obtener un equipo de montaje del fabricante y armar los sensores *exactamente* como se indica en las instrucciones. No omita el paso de la limpieza. Compre sensores *con* puntos de soldar porque ello facilita muchísimo la soldadura de los conductores.

Arme un sensor de deformación con los amplificadores de instrumentación recomendados. Después golpee la estructura con un martillo y observe el voltaje de salida en un osciloscopio; utilice una velocidad de barrido baja. Observará la frecuencia natural de resonancia de la estructura.

A manera de guía, los autores recomiendan los siguientes amplificadores de instrumentación. Hemos incluido únicamente tres fabricantes porque tenemos

experiencia con sus dispositivos. También proporcionan magníficas notas de aplicación, hojas de características y orientación sobre cómo emplearlos.

Fabricantes	Amplificadores de instrumentación
Analog Devices	AD521, AD524, AD624
National Semiconductor	LH0036, LHY0037
Burr-Brown	INA104, 3626, 3629

PROBLEMAS

8-1. En la figura 8-1, $m = 20$, $E_1 = 0.2$ V, y $E_2 = 0.25$ V. Obtenga V_o.

8-2. Si $V_o = 10$ V en la figura 8-1, $E_1 = 7.5$ V, y $E_2 = 7.4$ V, encuentre m.

8-3. Si $E_{cm} = 5.0$ V en la figura 8-2, obtenga V_o.

8-4. En la figura 8-3, $E_i = 2$mV y $E_n = 50$ mV. ¿Cuál es el voltaje de salida debido a (a) E_i; (b) E_n?

8-5. En la figura 8-4, $E_i = 2$ mV y $E_n = 50$ mV. ¿Cuál es el voltaje de salida debido a (b) E_i; (b) E_n?

8-6. ¿Cuál es la principal ventaja de un amplificador diferencial con respecto al amplificador inversor en relación con una señal de voltaje de ruido en la entrada?

8-7. Encuéntrese V_o en la figura 8-5(b) si $E_1 = -5$ V y $E_2 = -3$ V.

8-8. En la figura 8-5(b), $R = 10$ kΩ y $aR = 2$ kΩ. Si $E_1 = 1.5$ V y $E_2 = 0.5$ V, encuentre V_o.

8-9. En la figura 8-6 la ganancia global es 21 y $V_o = 3$ V. Determine (a) $E_1 - E_2$; (b) a.

8-10. En la figura 8-6, $R = 25$ kΩ, $aR = 100$ Ω, $E_1 = 1.01$ V, y $E_2 = 1.02$ V. Obtenga V_o.

8-11. Si $V_{ref} = 5.0$ V en la figura 8-7, encuentre (a) V_o; (b) el voltaje a la entrada (+) con respecto a tierra.

8-12. En referencia al circuito de la figura P8-12. Complete la tabla adjunta para cada condición de entrada.

	E_1(V)	E_2(V)	E_3(V)	V_o	V en entrada (+)
(a)	−2	−2	0		
(b)	−2	−2	2		
(c)	2	−2	−2		
(d)	2	0	2		

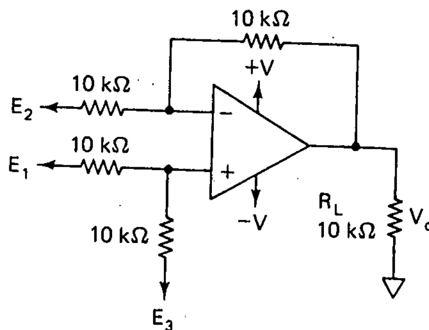


FIGURA P8-12

8-13. En referencia al convertidor de voltaje en corriente de la figura 8-9(b). Suponga que el AD524 está alambrado con una ganancia de 1 [sin conexiones en las patas 16 y 3 de la figura 8-9 (a)]. La corriente de carga es ahora $I_L = (E_1 - E_2)/R_s$. Sea R_s = 1 kΩ, E_2 = 0 V o tierra y E_1 = 1 V. **(a)** ¿Será hacia abajo o hacia arriba la dirección de I_L en la figura 8-9(b)? **(b)** Encuentre I_L. **(c)** Calcule el voltaje a través de R_L si R_L = 100 Ω. **(d)** Encuentre el voltaje de salida del amplificador de instrumentación (ver la terminal 9) si R_L = 3 kΩ.

8-14. Repita el problema 8-13 excepto que cambie E_2 = tierra y E_1 = 1 V. (Note que los problemas 8-13 y 8-14 le indican como obtener una fuente de corriente con voltaje controlado para una carga conectada a tierra.)

8-15. Cambie E_1 a − 1 V en el problema 8-13. **(a)** ¿Será V_o positivo o negativo respecto a tierra **(b)** ¿Aumentará o disminuirá la *magnitud* de V_o a medida que se eleva la temperatura?

8-16. Consulte la sección 8-6.3. Para adquirir experiencia con este tipo de circuito de instrumentación, repita el ejemplo de diseño 8-9, pero modifique sólo la temperatura de referencia a 50°C. R_1 permanece en 10 kΩ y E = 1 V. Presente su solución en el mismo formato que el de la tabla 8-2 y el de la figura 8-11. Trace otra vez el esquema del nuevo diseño como el que aparece en la figura 8-11. [Recuerde que R_{ref} será ahora de 3603 Ω, de modo que I = 1 V/(10,000 + 3603) Ω = 73.51 μA.]

8-17. Si se quiere un circuito que tenga voltaje de salida de magnitud creciente a medida que aumenta la temperatura del termistor, coloque el termistor en el lazo de retroalimentación [véase la figura 8-10 (b)]. ¿Escogería R_{ref} en el extremo inferior o superior de la escala de temperatura? (*Sugerencia*: compare V_o con V_{temp} del ejemplo de diseño 8-9 con la solución del problema 8-16.) Este problema obliga a afrontar brevemente la cuestión de la "ingeniería humana". La gente desea ver que un voltaje se incrementa al elevarse la temperatura.

8-18. En la figura 8-18, el valor de R = 120.00 Ω, ΔR = 1.2 mΩ, y E = 10.0 V. Encuentre $(E_1 - E_2)$ para el arreglo de sensores de deformación de **(a)** la figura 8-18(a); **(b)** la figura 8-18(b); (c) la figura 8-18(c).

8-19. Suponga que un IA con una ganancia de 1000 se alambra al puente del problema 8-18. Encuentre V_o para cada uno de los tres arreglos de puente.

8-20. Considere un factor de sensor de 2 en los problemas 8-18 y 8-19 y calcule $\Delta L/L$ para cada arreglo de puente.

CAPITULO 9

Funcionamiento para corriente continua: polarización, desviaciones y deriva

OBJETIVOS DE APRENDIZAJE

Al terminar este capítulo sobre el funcionamiento en cd, el estudiante deberá ser capaz de:

- Mencionar las características del amplificador operacional que añaden componentes de error de cd al voltaje de salida.
- Mostrar cómo un amplificador operacional requiere de una pequeña corriente de polarización en las entradas (–) y (+) para activar sus transistores internos.
- Definir la desviación de voltaje de entrada y mostrar cómo se modela en el circuito de un amplificador operacional.
- Escribir la ecuación correspondiente a la corriente de polarización.
- Calcular el efecto de la desviación del voltaje de entrada sobre el voltaje de salida en un amplificador inversor y no inversor.

- Calcular los efectos de la corriente de polarización sobre el voltaje de salida en un amplificador inversor o no inversor.
- Calcular el valor de una resistencia compensadora e instalarla para reducir al mínimo los errores en el voltaje de salida causados por las corrientes de polarización.
- Conectar un circuito nulo para eliminar los errores debidos a las corrientes de polarización y a la desviación del voltaje de entrada.
- Medir desviaciones de voltaje y corrientes de polarización.

9-0 INTRODUCCION

El amplificador operacional tiene amplio uso en los circuitos amplificadores para procesar señales de cd, ca o combinaciones de ellas. En las aplicaciones de amplificadores de cd, ciertas características eléctricas del amplificador operacional pueden provocar errores grandes en el voltaje de salida. El voltaje ideal de salida debe ser igual al producto de la señal de entrada de cd por la ganancia de voltaje en lazo cerrado del amplificador. Sin embargo, el voltaje de salida puede tener un componente de error agregado. Este error se debe a diferencias entre el amplificador operacional ideal y el amplificador operacional real. Si el valor ideal del voltaje de salida es grande con respecto al componente de error, entonces pueden ignorarse las características del amplificador operacional que lo causa. Pero si el componente de error es comparable o aún más grande que el valor ideal, se debe tratar de minimizarlo. Las características del amplificador operacional que agregan componentes de error al voltaje de cd de salida son:

1. Corrientes de polarización en la entrada
2. Desviación de la corriente de entrada
3. Desviación del voltaje de la entrada
4. Deriva

Cuando se utiliza el amplificador operacional en un amplificador de ca, los capacitores de acoplamiento eliminan el error de voltaje de cd en la salida. Por tanto, las caracterísitcas que se citaron antes no tienen importancia en aplicaciones de ca. No obstante, hay otros problemas para los amplificadores de ca. Estos son:

5. Respuesta en frecuencia
6. Velocidad de respuesta

La respuesta en frecuencia se refiere a la variación de la ganancia de voltaje con los cambios de frecuencia. La forma más conveniente de mostrar dicha informa-

ción es mediante una gráfica de la ganancia de voltaje comparada con la frecuencia. Los fabricantes de amplificadores operacionales proporcionan la gráfica de ganancia en lazo abierto en función de la frecuencia. Un vistazo a la gráfica muestra rápidamente cuanta ganancia es posible obtener a una frecuencia dada.

Si el amplificador operacional tiene suficiente ganancia a una frecuencia en particular, todavía existe la posibilidad de que se introduzca un error en V_O. Esto se debe a que hay un límite fundamental impuesto por el amplificador operacional (y ciertos circuitos de capacitores) sobre la *rapidez con que puede cambiar el voltaje de salida*. Si la señal de entrada indica que la salida del amplificador operacional debe cambiar con más velocidad de la que puede, se introduce distorsión en el voltaje de salida. La característica del amplificador operacional responsable de esta clase de error es su capacitancia interna. Este tipo de error se denomina *limitación por velocidad de respuesta*.

Las características del amplificador operacional y las aplicaciones a circuitos que *pueden* afectarse por cada tipo de error se resumen en la tabla 9-1. Las primeras cuatro características pueden limitar el comportamiento en cd; las últimas dos en ca.

Las características del amplificador operacional que pueden provocar errores principalmente en el comportamiento en cd se estudian en este capítulo. Las que causan errorres en el comportamiento de ca se estudian en el capítulo 10. Se inicia con las corrientes de polarización en la entrada y las formas en las cuales pueden causar errores en el voltaje a cd de salida de un circuito amplificador operacional.

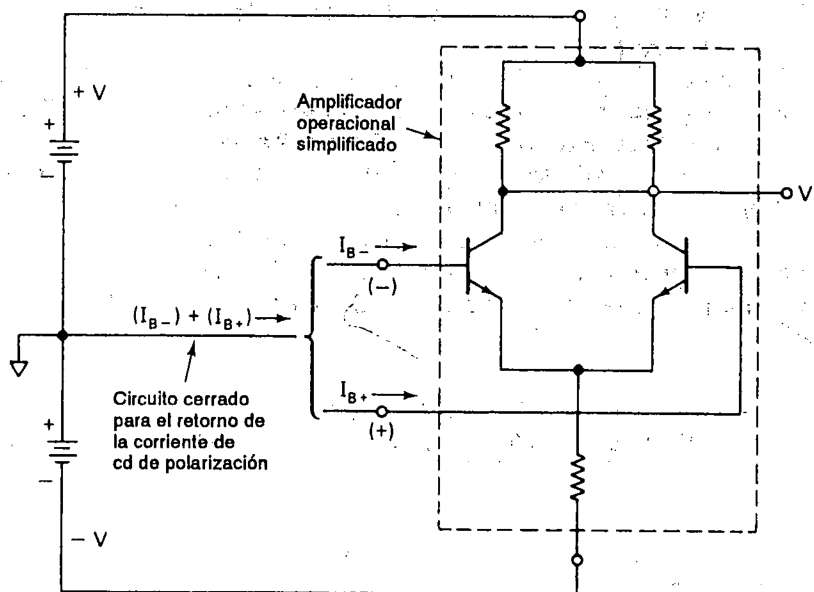
TABLA 9-1 APLICACIONES Y CARACTERISTICAS DE LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES QUE AFECTAN EL FUNCIONAMIENTO

Características del amplificador que pueden afectar el funcionamiento	Aplicación del amplificador operacional: Amplificador de cd		Amplificador de ca	
	Salida pequeña	Salida grande	Salida pequeña	Salida grande
1. Corriente de polarización de entrada	Sí	Tal vez	No	No
2. Desviación de corriente	Sí	Tal vez	No	No
3. Desviación de voltaje de entrada	Sí	Tal vez	No	No
4. Deriva	Sí	No	No	No
5. Respuesta en frecuencia	No	No	Sí	Sí
6. Velocidad de respuesta	No	Sí	No	Sí

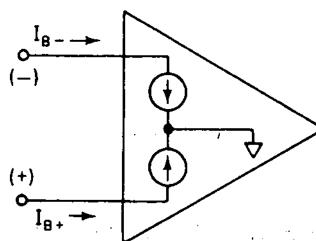
9-1 CORRIENTES DE POLARIZACION DE ENTRADA

Los transistores del amplificador operacional deben tener una *polarización correcta* antes de aplicarles cualquier señal de voltaje. La polarización correcta

significa que el transistor tiene el valor adecuado de corriente base y de colector lo mismo que el voltaje de colector a emisor. Hasta ahora, se ha considerado que las terminales de entrada del amplificador operacional no conducen corriente de señal o de polarización. Esta es la condición ideal. En la práctica, sin embargo, las terminales de entrada conducen una corriente cd de pequeño valor para polarizar a los transistores del amplificador operacional (véanse los apéndices 1 y 2). En la figura 9-1(a) se muestra un diagrama simplificado del amplificador operacional. Para exponer el efecto de las corrientes de polarización en la entrada, es conveniente considerarlas como fuentes de corriente en serie con cada terminal de entrada, como se muestra en la figura 9-1(b).



(a) Circuito simplificado de entrada del amplificador operacional simplificado



(b) Modelo para las corrientes de polarización

FIGURA 9-1 Origen y modelo de las corrientes de cd de polarización de entrada.

La corriente de polarización en la entrada (–), I_{B-}, por lo común no será igual a la corriente de la entrada (+), I_{B+}. Los fabricantes especifican una corriente de polarización de entrada *promedio* I_B, que se encuentra por la suma de las *magnitudes* de I_{B+} e I_{B+} y dividiendo esta suma entre 2. En forma de ecuación,

$$I_B = \frac{|I_{B+}| + |I_{B-}|}{2} \quad \textbf{(9-1)}$$

donde $|I_{B+}|$ es la magnitud de I_{B+} e $|I_{B-}|$ es la magnitud de I_{B-}. El alcance de I_B es desde 1 μA o más para los amplificadores operacionales de propósito general hasta 1 pA o menos para amplificadores operacionales que tienen en la entrada transistores de efecto de campo.

9-2 DESVIACION DE CORRIENTE DE ENTRADA

La diferencia en magnitudes entre I_{B+} e I_{B-} se denomina *desviación de la corriente de entrada* I_{os}.

$$I_{os} = |I_{B+}| - |I_{B-}| \quad \textbf{(9-2)}$$

Los fabricantes especifican I_{os} para una condición de circuito donde la salida es de 0 V y la temperatura de 25°C. La I_{os} típica es menor que el 25% de I_B, para la corriente de polarización promedio de entrada (véanse los apéndices 1 y 2).

Ejemplo 9-1

Si I_{B+} = 0.4 μA, e I_{B-} = 0.3 μA, encuéntrese (a) la corriente promedio de polarización I_B; (b) la desviación de corriente I_{os}.

Solución (a) Mediante la ecuación (9-1),

$$I_B = \frac{(0.4 + 0.3)\ \mu A}{2} = 0.35\ \mu A$$

(b) Según la ecuación (9-2),

$$I_{os} = (0.4 - 0.3)\ \mu A = 0.1\ \mu A$$

9-3 EFECTOS DE LAS CORRIENTES DE POLARIZACION EN EL VOLTAJE DE SALIDA

9-3.1 Simplificación

En esta sección se supone que las corrientes de polarización representan la única característica del amplificador operacional que causará un componente indeseable en el voltaje de salida. Los efectos de otras características del amplificador operacional en V_o se tratarán en forma individual.

9-3.2 Efecto de una corriente de polarización en entrada (–)

En teoría, el voltaje de salida debe ser igual a 0 V en cada circuito de la figura 9-2 porque el voltaje de entrada E_i es 0 V. El hecho de medirse una componente de voltaje, se debe en forma estricta a I_{B-}. (Se supone para simplificar que V_{io}, la desviación del voltaje de entrada, es cero. V_{io} se expone en la sección 9-5). En la figura 9-2(a), la corriente de polarización es suministrada por la terminal de salida. Ya que la retroalimentación negativa obliga a que el voltaje diferencial de entrada sea 0 V, V_o deberá elevarse para alimentar la caída de voltaje a través de R_f. En consecuencia, el error en el voltaje de salida debido a I_{B-} se encuentra por $V_o = R_f I_{B-}$. La corriente I_{B+} fluye a través de 0 Ω, de modo que no causa error en el voltaje. La fuente de señal E_i debe tener un camino a tierra para cd.

El circuito en la figura 9-2(b) tiene la misma expresión del error del voltaje de salida, $V_o = R_f I_{B-}$. No fluye corriente a través de R_i porque hay 0 V en cada extremo de R_i. En consecuencia, toda la corriente I_{B-} fluye a través de R_f. [Recuérdese que un amplificador ideal con retroalimentación negativa tiene voltaje 0 entre las entradas (+) y (–)]

Ejemplo 9-2

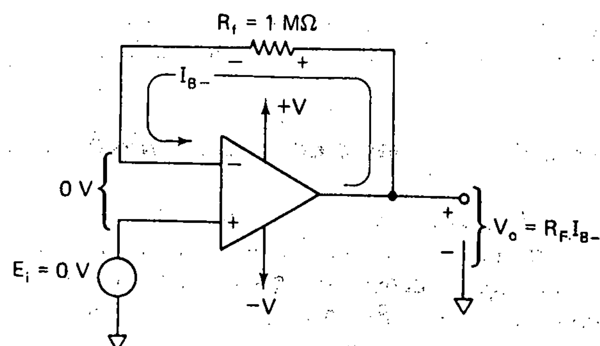
En la figura 9-2(a), $V_o = 0.4$ V. Encuentre I_{B-}.

Solución

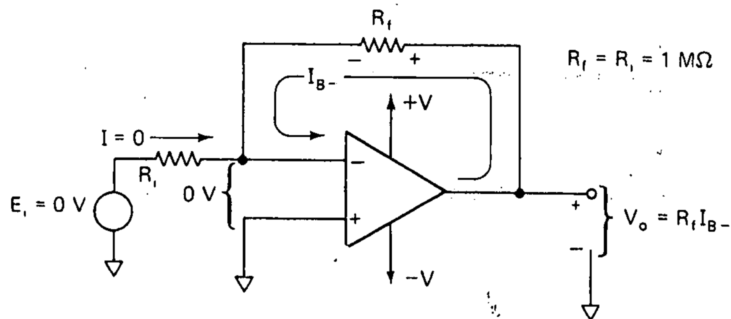
$$I_{B-} = \frac{V_o}{R_f} = \frac{0.4 \text{ V}}{1 \text{ M}\Omega} = 0.4\ \mu\text{A}$$

Al colocar una resistencia multiplicadora R_M en serie con la entrada (–) en la figura 9-2(c), se multiplica el efecto de I_{B-} en V_o. La corriente I_{B-} establece una caída de voltaje en R_M que establece una caída igual a través de R_i.

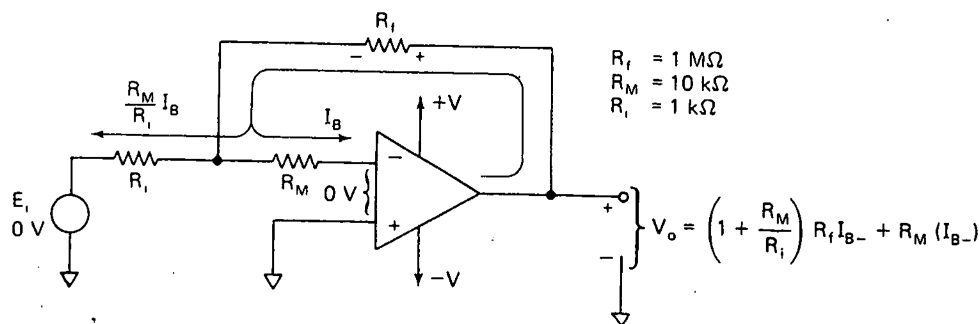
Ahora, tanto la corriente en R_i como I_{B-} debe provenir de R_f. En consecuencia el error en V_o será mucho más grande. R_M puede ser indeseable en un circuito normal; sin embargo si se desea medir los bajos valores de la corriente de polarización, el



(a) Circuito seguidor básico



(b) Circuito inversor básico



(c) La resistencia multiplicadora R_M aumenta el efecto de I_{B-} en V_o

FIGURA 9-2 Efectos de la corriente de polarización de la entrada (–) en el voltaje de salida.

circuito de la figura 9-2 (c) es una forma de hacerlo. Para los valores de la resistencia que se muestran, $V_o \cong 11\ R_f I_{B-}$. La corriente I_{B-} hace que la salida sea positiva.

9-3.3 Efecto de la corriente de polarización de la entrada (+)

Ya que $E_i = 0$ V en la figura 9-3, en forma ideal V_o debe ser igual a 0 V. Sin embargo, la corriente de polarización positiva de entrada I_{B+} circula a través de la resistencia interna del generador de señal. La resistencia interna del generador se modela con la resistencia R_G en la figura 9-3. I_{B+} establece una caída de voltaje $R_G I_{B+}$ a través de R_G y la aplica a la entrada (+). El voltaje diferencial de entrada es 0 V, de modo que la entrada (–) está también a $R_G I_{B+}$ en la figura 9-3. Ya que, hay resistencia 0 en el lazo de retroalimentación, V_o es igual a $R_G I_{B+}$. La trayectoria de retorno para I_{B+} es a través de la fuente $-V$ y regresa a tierra.) La corriente I_{B+} hace que la salida sea negativa.

Ejemplo 9-3

En la figura 9-3, $V_o = -0.3$ V. Encuéntrese I_{B+}.

Solución

$$I_{B-} = \frac{V_o}{R_f} = \frac{0.4\ \text{V}}{1\ \text{M}\Omega} = 0.4\ \mu\text{A}$$

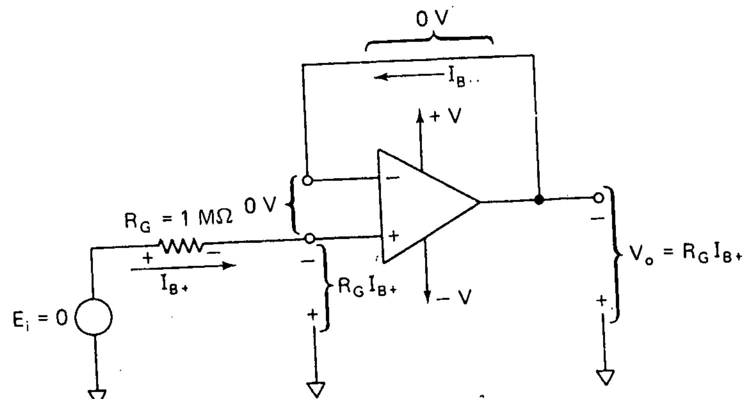
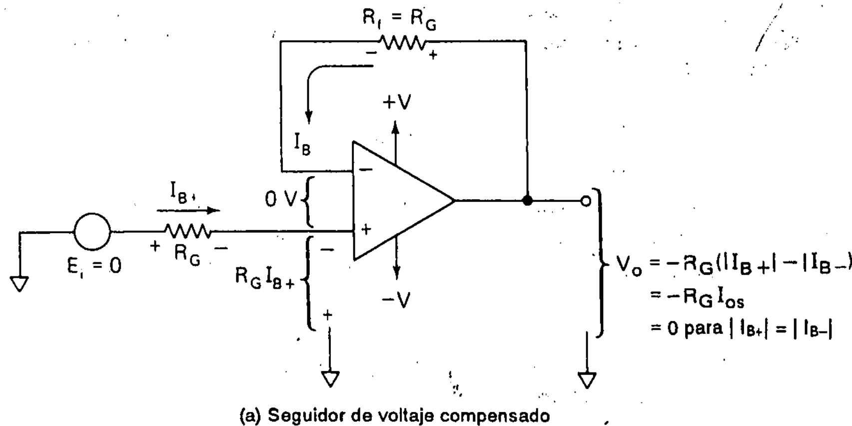


FIGURA 9-3 Efecto de la corriente de polarización de entrada (+) en el voltaje de salida.

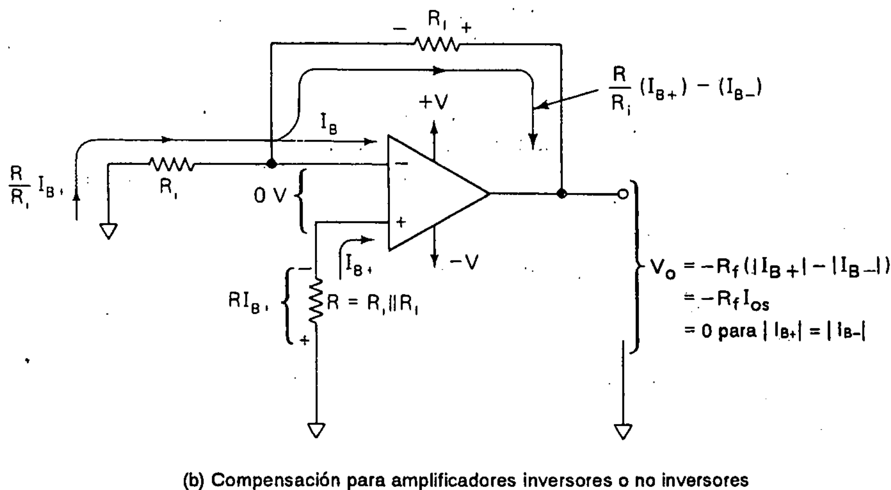
9-4 EFECTOS DE LA DESVIACION DE CORRIENTE EN EL VOLTAJE DE SALIDA

9-4.1 Seguidor de voltaje compensado por corriente

Si I_{B+} e I_{B-} fueran siempre iguales, sería posible compensar sus efectos en V_o. Por ejemplo, en el seguidor de voltaje en la figura 9-4(a), I_{B+} fluye a través de la resistencia del generador de señal R_G. Si se inserta $R_f = R_G$ en el circuito de retroalimentación, I_{B-} desarrollará una caída de voltaje a través de R_f igual a $R_f I_{B-}$. Si $R_f = R_G$ e $I_{B+} = I_{B-}$, sus caídas de voltaje se eliminarán una a la otra y



(a) Seguidor de voltaje compensado



(b) Compensación para amplificadores inversores o no inversores

FIGURA 9-4 Balanceo para cancelar los efectos de corrientes de polarización en V_o.

V_o será igual a 0 V cuando E_i = 0 V. Desafortunadamente, I_{B+} rara vez es igual a I_{B-}. V_o entonces será igual a R_G veces la diferencia entre I_{B+} e I_{B-} ($I_{B+} - I_{B-} = I_{os}$). Por tanto, al hacer $R_f = R_G$, se ha reducido el error en V_o de $R_G I_{B+}$ en la figura 9-3 a $R_G I_{os}$ en la figura 9-4(a). Recuérdese que I_{os} en general, es el 25% de I_B. Si el valor de I_{os} es demasiado grande, se necesita un amplificador operacional con un valor más pequeño de I_{os}.

9-4.2 Otros amplificadores compensados por corriente

Para minimizar los errores en V_o debidos a las corrientes de polarización para amplificadores inversores o no inversores debe agregarse al circuito la resistencia R como se muestra en la figura 9-4(b). Sin señal de entrada aplicada, V_o es R_f veces I_{os} [donde I_{os} está dada por la ecuación (9-2)]. La resistencia R se denomina *resistencia compensadora de corriente* y es igual a la combinación en paralelo de R_i y R_f, o bien

$$R = R_i \parallel R_f = \frac{R_i R_f}{R_i + R_f} \tag{9-3}$$

R_i y R deben incluir cualquier resistencia del generador de señal. Al insertar la resistencia R, el error de voltaje en V_o se reducirá en más del 25% de $R_f I_{B-}$ en la figura 9-2(b) a $-R_f I_{os}$ en la figura 9-4(b). En el caso de que $I_{B-} = I_{B+}$ entonces $I_{os} = 0$ y $V_o = 0$.

9-4.3 Resumen sobre la compensación de la corriente de polarización

Agregue siempre una resistencia R para compensar la corriente de polarización en serie con la terminal de entrada (+) (excepto para los amplificadores operacionales con entrada FET). El valor de R deberá ser igual a la combinación en paralelo de todas las resistencias conectadas a la terminal (–). Cualquier resistencia interna en la fuente de señal debe incluirse también en los cálculos.

En los circuitos donde más de una resistencia está conectado a la entrada (+), la compensación de la corriente de polarización se lleva a cabo por la observación del siguiente principio. *La resistencia en cd vista desde la entrada (+) a tierra debe ser igual a la resistencia en cd vista desde la entrada (–) a tierra.* En la aplicación de este principio, las fuentes de señal se reemplazan por su resistencia interna en cd y la terminal de salida del amplificador operacional se considera que está en potencial a tierra.

Ejemplo 9-4

(a) En la figura 9-4(b), R_f = 100 kΩ y R_i = 10 kΩ. Encuentre R. (b) Si R_f = 100 kΩ y R_i = 100 kΩ, obtenga R.

Solución (a) Mediante la ecuación (9-3),

$$R = \frac{(100\ \text{k}\Omega)(10\ \text{k}\Omega)}{100\ \text{k}\Omega + 10\ \text{k}\Omega} = 9.1\ \text{k}\Omega$$

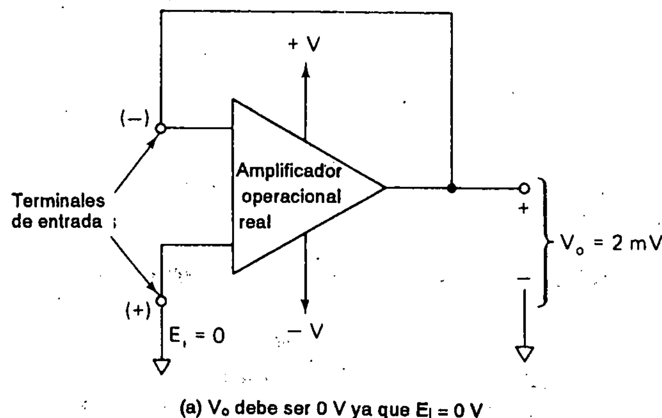
(b) Según la ecuación (9-3),

$$R = \frac{(100\ \text{k}\Omega)(100\ \text{k}\Omega)}{100\ \text{k}\Omega + 100\ \text{k}\Omega} = 50\ \text{k}\Omega$$

9-5 DESVIACION DEL VOLTAJE DE ENTRADA

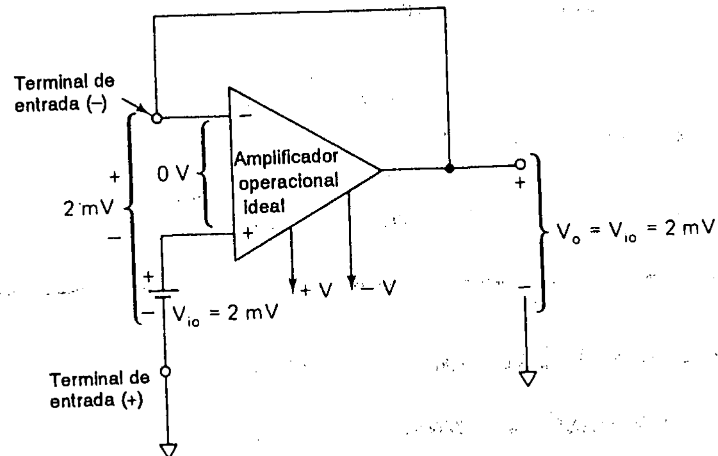
9-5.1 Definición y modelo

En la figura 9-5(a), el voltaje de salida V_o debe ser igual a 0 V. No obstante, estará presente un pequeño componente de voltaje de error en V_o. Este valor puede variar desde microvolts a milivolts y es causado por desbalances muy pequeños pero inevitables en el interior del amplificador operacional. El modo más fácil de estudiar el *efecto neto* de todos estos desbalances internos es visualizar un voltaje pequeño de cd en serie con una de las terminales de entrada. Este voltaje de cd se modula con una batería en la figura 9-5(b) y se denomina *desviación en el voltaje de entrada*, V_{io} (véanse los apéndices 1 y 2 para valores típicos). Observe que V_{io} se muestra en serie con la terminal de entrada (+) al amplificador operacional. No existe diferencia si se modela a V_{io} en serie con la entrada (–) o la entrada (+). Pero es más fácil determinar la polaridad de V_{io} si se coloca en serie con la entrada



(a) V_o debe ser 0 V ya que E_i = 0 V

FIGURA 9-5 El efecto de la desviación del voltaje de entrada en el amplificador operacional real de (a) se modela con un amplificador operacional ideal más la batería V_{io} en (b)



(b) El error en V_o se modela por el voltaje de cd V_{io} en serie con la entrada (+)

FIGURA 9.5 *(Cont.)*

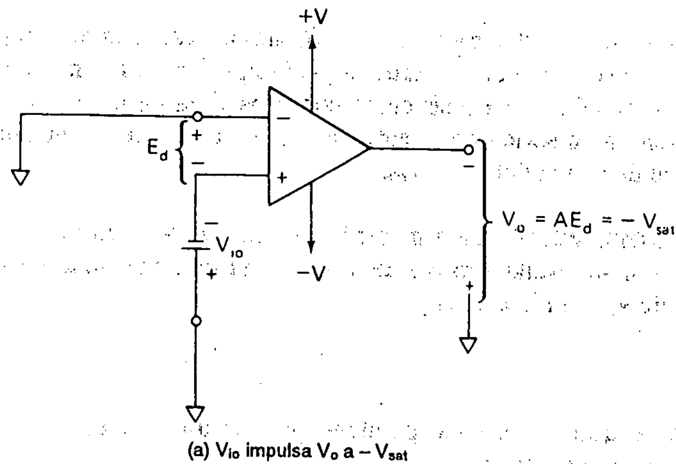
(+). Por ejemplo, si la terminal de salida es positiva (con respecto a tierra) en la figura 9-5(b), V_{io} se dibujará con la terminal (+) de la batería conectada a la entrada (+) del amplificador operacional ideal.

9-5.2 Efecto de la desviación del voltaje de entrada en el voltaje de salida

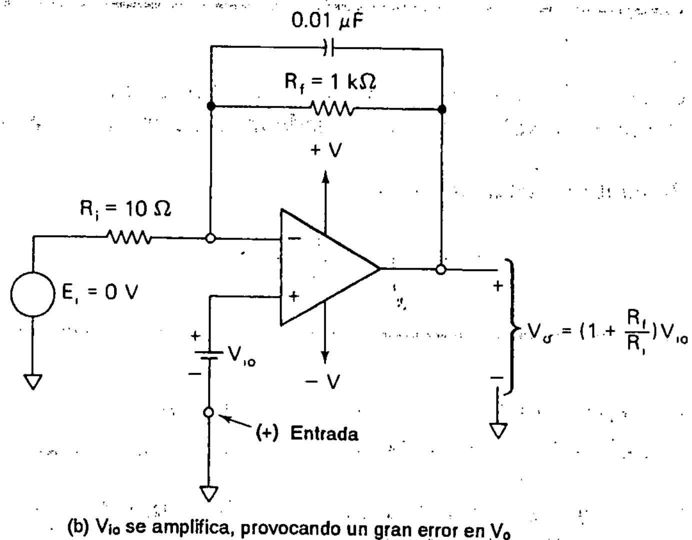
En la figura 9-6(a) se muestra que V_{io} y el valor grande de ganancia en lazo abierto del amplificador operacional actúa para impulsar V_o a la saturación negativa. La polaridad de V_{io} contrasta en las figuras 9-5(b) y 9-6(a). Cuando se compran varios amplificadores operacionales y se conecta en el circuito de prueba de la figura 9-6(a), algunos impulsarán V_o a $+V_{sat}$ y el resto V_o a $-V_{sat}$. Por tanto, la magnitud y la polaridad de V_{io} varía de un amplificador operacional a otro. Para aprender como V_{io} afecta a los amplificadores con retroalimentación negativa, se estudiará ahora cómo medir V_{io}.

9-5.3 Medición de la desviación de voltaje de entrada

Para simplificar, se desprecian los efectos de la corriente de polarización en la siguiente exposición. La figura 9-6(b) muestra cómo medir V_{io}. También muestra como predecir la magnitud del error que V_{io} provocará en el voltaje de salida. Puesto que E_i = 0 V, V_o debe ser igual a 0 V. Pero V_{io} actúa exactamente como lo haría una señal en serie con la entrada no inversora. Por tanto, V_{io} se amplificará



(a) V_{io} impulsa V_o a $-V_{sat}$



(b) V_{io} se amplifica, provocando un gran error en V_o

FIGURA 9-6 V_o debe ser 0 V en la (a) y (b) pero contiene un voltaje de cd de polarización debido a V_{io}. (La componente de error debido a la corriente de polarización se desprecia.)

como cualquier señal aplicada a la entrada (+) de un amplificador no inversor (véase sección 3-6). El error en V_o debido a V_{io} está dado por

$$V_o = \text{error en el voltaje debido a } V_{io} = V_{io}\left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) \quad \textbf{(9-4)}$$

El error en el voltaje de salida en la figura 9-6(b) está dado por la ecuación (9-4) ya sea que el circuito se utilice como amplificador inversor o no inversor; esto

es, E_i puede insertarse en serie con R_i (amplificador inversor) para una ganancia de $-(R_f/R_i)$ o en serie con la entrada (+) (amplificador no inversor) para una ganancia de $1 + (R_f/R_i)$. Una resistencia compensadora de corriente de polarización (una resistencia en serie con la entrada (+)) no tiene efecto en este tipo de error en el voltaje de salida debido a V_{io}.

Conclusión. Para medir V_{io}, establézcase el circuito de la figura 9-6(b). El capacitor se instala a través de R_f para minimizar el ruido en V_o. Mida V_o, R_f y R_i. Calcule V_{io} con la ecuación

$$V_{io} = \frac{V_o}{1 + R_f/R_i} \tag{9-5}$$

Observe que R_f se hace pequeño para minimizar el efecto de la corriente de polarización de entrada.

Ejemplo 9-5
V_{io} se especifica que sea 1 mV para un amplificador operacional de tipo 741. Pronostíquese el valor de V_o que puede medirse en la figura 9-6(b).

Solución Mediante la ecuación (9-5),

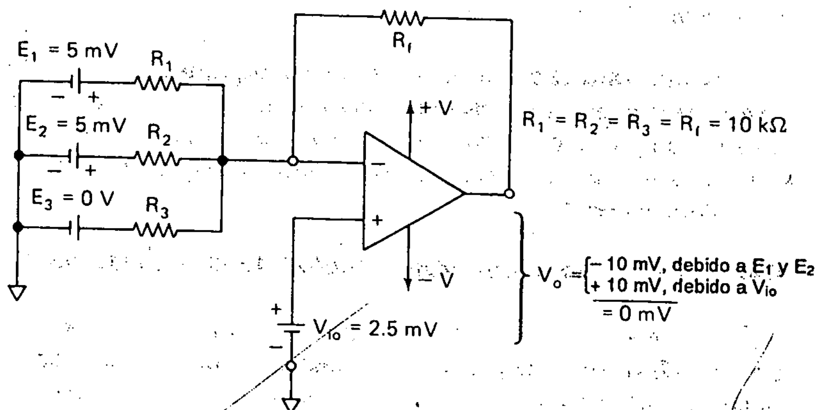
$$V_o = \left(1 + \frac{1000}{10}\right)(1 \text{ mV}) = 101 \text{ mV}$$

9-6 DESVIACION EN EL VOLTAJE DE ENTRADA PARA EL CIRCUITO SUMADOR

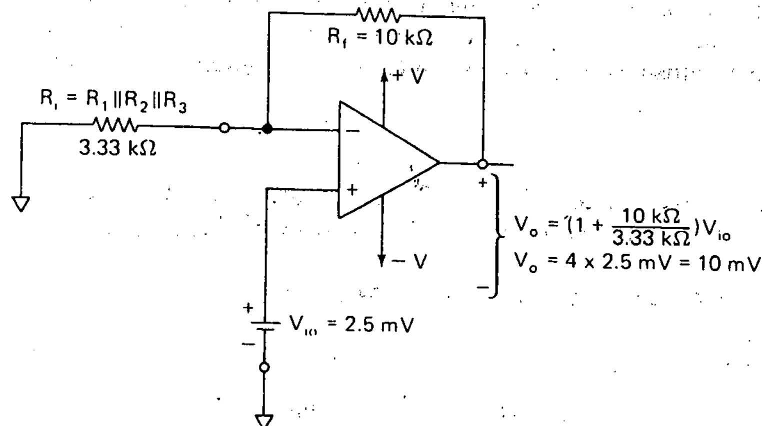
9-6.1 Comparación de la ganancia de señal y la ganancia de la desviación de voltaje

En ambas aplicaciones de amplificadores, inversor y no inversor, la desviación del voltaje de entrada V_{io} se multiplica por $(1 + R_f/R_i)$. La señal de entrada en ambos circuitos está multiplicada por una ganancia diferente, R_f/R_i es la ganancia para el inversor y $(1 + R_f/R_i)$ para el no inversor. En el circuito sumador inversor en la figura 9-7(a) (despreciando las corrientes de polarización), V_{io} se multiplica por un número más grande que la señal en cada entrada.

Por ejemplo, en la figura 9-7(a) las señales E_1 y E_2 son más grandes que V_{io} pero E_1 está multiplicado por $-R_f/R_1 = -1$ y produce una componente de -5 mV en V_o. En forma similar, E_2 se multiplica por -1 y añade una componente de -5 mV a V_o. Por tanto, el valor correcto de V_o será de -10 mV. Dado que, E_3 es 0 su contribución a V_o es 0 (véase la sección 3-2).



(a) V_o tiene un componente de − 10 mV debido a E_1 y E_2 más un componente de error de 10 mV debido a V_{io}



(b) V_{io} está multiplicado por una ganancia de 4 para generar una componente de error de 10 mV en V_o

FIGURA 9-7 Cada voltaje de entrada del sumador inversor en (a) se multiplica por una ganancia de − 1. V_{io} se multiplica por una ganancia de + 4.

Si en forma transitoria E_1 y E_2 es = 0 V en la figura 9-7(a), la entrada (−) ve tres resistencias iguales que forman trayectorias paralelas a tierra. La resistencia única equivalente, R_i, se muestra en la figura 9-7(b). Para tres resistencias iguales de 10 kΩ en paralelo, la resistencia equivalente R_i se encuentra de 10 kΩ/3 = 3.33 kΩ. El voltaje V_{io} se amplifica precisamente como en la figura 9-6(b) para dar un

error de salida de + 10 mV. Por tanto, el voltaje total de salida en la figura 9-7(a) es 0 en lugar de − 10 mV.

Conclusiones En un circuito sumador, la desviación del voltaje de entrada tiene una ganancia de *1 más el número de entradas.* A más entradas, más grande será la componente de error en el voltaje de salida. Ya que la ganancia para las entrada es − 1, *la ganancia de la desviación de voltaje siempre excederá la ganancia del voltaje de señal.*

9-6.2 Cómo no eliminar los efectos de la desviación de voltaje

Puede tenerse la tentación de añadir una entrada al sumador como E_3 en la figura 9-7(a) para balancear eliminando el efecto de V_{io}. Por ejemplo, si E_3 se iguala 10 mV, entonces E_3, R_3 y R_f agregarán una componente de − 10 mV a V_o y balancearán los +10 mV debidos a V_{io}. Hay dos desventajas en este enfoque. Primera, un valor tan pequeño de E_3 tiene que obtenerse de un circuito divisor con resistencias entre las terminales de la fuente de alimentación de $+V$ y $-V$. La segunda es que cualquier resistencia añadida ante la entrada (–) y tierra aumenta la *ganancia de ruido.* Esta situación se trata en las secciones 10-5.3 y 10-5.4. En la sección 9-7 se muestra cómo minimizar los errores en el voltaje de salida causados tanto por las corrientes de polarización como por la desviación de voltaje de entrada.

9-7 ANULACION DEL EFECTO DE LA DESVIACION DE VOLTAJE Y LAS CORRIENTES DE POLARIZACION

9-7.1 Diseño o secuencia de análisis

Para minimizar los errores de voltaje de cd en el de salida, siga esta secuencia:

1. Seleccione una resistencia compensadora de corriente de polarización de acuerdo con los principios establecidos en la sección 9-4.3.
2. Obtenga un circuito para minimizar los efectos de la desviación del voltaje en la entrada a partir de la hoja de características del fabricante. Este principio se trata con más detalle en la sección 9-7.2 y en los apéndices 1 y 2.
3. Siga el procedimiento de anulación de voltaje de salida que se presenta en la sección 9-7.3.

9-7.2 Circuitos para la anulación de la desviación de voltaje

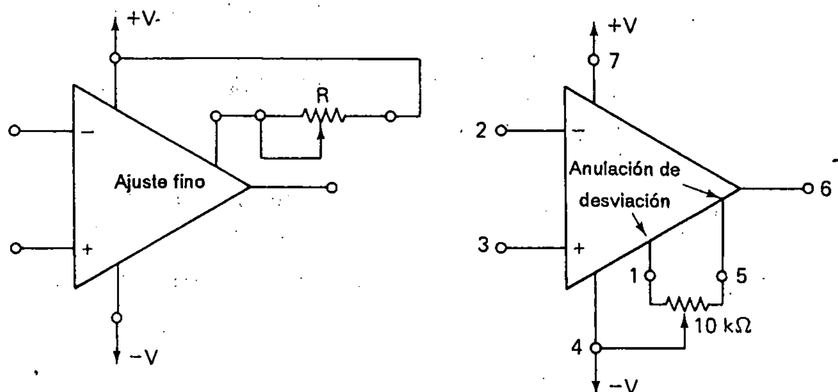
Es posible imaginar un circuito divisor con resistencias aceptablemente complejo que pudiera inyectar un pequeño voltaje variable en las terminales de entrada (+),

o (–). Esto compensaría los efectos de la desviación de voltaje en la entrada y la desviación de corriente. Sin embargo, los componentes extra son más costosos y voluminosos de lo necesario. Es mucho mejor solicitar la guía del fabricante del amplificador operacional. La hoja de información para el amplificador operacional en cuestión tendrá un *circuito de anulación de la desviación de voltaje* recomendado por el fabricante. Los amplificadores operacionales tienen terminales especiales para la conexión de circuitos de anulación. Los expertos han diseñado el circuito de anulación para minimizar los errores de desviación al costo más bajo para el usuario (véanse los apéndices 1 y 2).

Algunos circuitos de anulación del voltaje de salida se muestran en la figura 9-8. En la figura 9-8 (a), se conecta una resistencia variable entre la alimentación de + V y una terminal de *ajuste* fino. Para los amplificadores operacionales costosos, el fabricante puede proporcionar una resistencia de película de metal seleccionada especialmente para ese amplificador operacional. En la figura 9-8(b), un potenciómetro de 10 k Ω se conecta entre las terminales llamadas *anulación de desviación.* En las figuras 9-8(c) y (d) se muestran circuitos de anulación más complicados. Obsérvese que el fabricante sólo muestra las resistencias compensadores de desviación del voltaje. Se supone que una resistencia compensador de corriente se instalará en serie con la entrada (+).

9-7.3 Procedimiento para la anulación del voltaje de salida

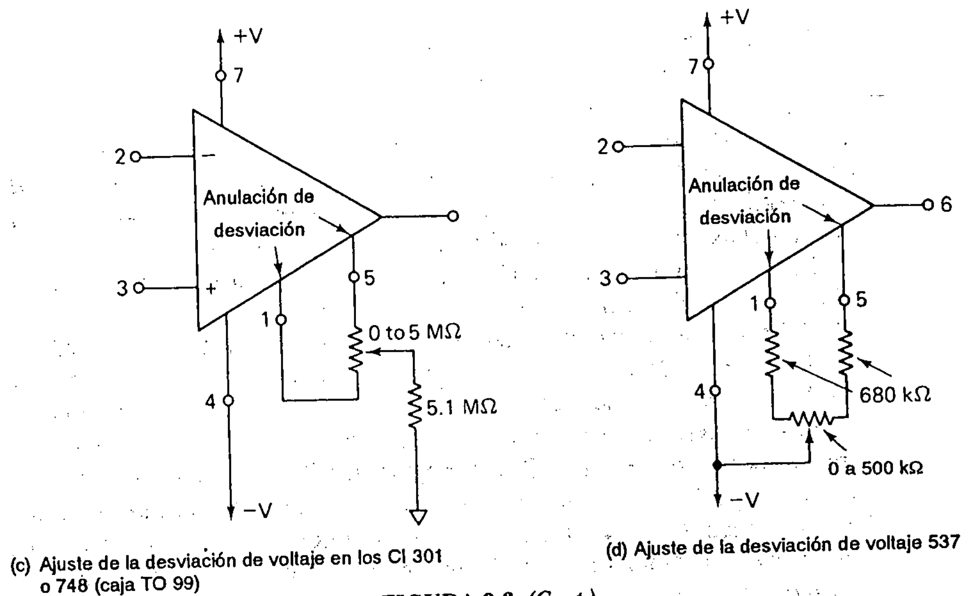
1. Constrúyase el circuito. Incluya (a) la resistencia compensadora de corriente (véase sección 9-4.3), y (b), el circuito de anulación de desviación del voltaje (véase sección 9-7.2).



(a) La resistencia de ajuste fino de 0 a 50 kΩ o 25 kΩ fijado para el amplificador operacional discreto

(b) Ajuste de la desviación de voltaje 741 (DIP)

FIGURA 9-8 Circuitos típicos para minimizar el error en el voltaje de salida debido a la desviación del voltaje de entrada (véanse también los apéndices 1 y 2).



(c) Ajuste de la desviación de voltaje en los CI 301 o 748 (caja TO 99)

(d) Ajuste de la desviación de voltaje 537

FIGURA 9-8 *(Cont.)*

2. Reduzca todas las señales del generador a 0. Si su salida no puede ponerse en 0, reemplácelas con resistencias iguales a su resistencia interna. Este paso no es necesario si la resistencia es despreciable con respecto a (más de 1% aproximadamente) cualquier resistencia en serie R_i conectada al generador.
3. Conecte la carga a la terminal de salida.
4. Encienda y espere unos minutos para que las cosas se asienten.
5. Conecte un voltímetro de cd o un osciloscopio (acoplado en cd) a través de la carga para medir V_o. (La sensibilidad del voltaje debe ser capaz de leer unos cuantos milivolts.)
6. Varíe la resistencia de ajuste del voltaje hasta que V_o sea 0 V. Obsérvese que los errores del voltaje de salida debidos *tanto* a la desviación del voltaje como de la corriente de entrada se minimizan.
7. Instale las fuentes de señal y no toque la resistencia de ajuste de desvió de voltaje.

9-8 DERIVA

Se ha mostrado en este capítulo que los componentes de error de cd en V_o pueden minimizarse por la instalación de una resistencia compensadora de corriente en serie con la entrada (+) y por el ajuste fino de la resistencia ajustable de la

desviación de voltaje. También debe destacarse que el procedimiento de calibración se realiza a una misma temperatura y de una vez.

La desviación de corriente y la de voltaje cambian con el tiempo debido al envejecimiento de los componentes. Las desviaciones también cambian por modificaciones de temperatura en el amplificador operacional. Además, si el suministro de voltaje cambia, las corrientes de polarización y en consecuencia la desviación en la corriente cambian. Por el uso de una fuente de potencia bien regulada, los cambios de salida que dependen del voltaje de la fuente pueden eliminarse. No obstante, los cambios por desviación en la temperatura pueden minimizarse solamente por (1) mantener constante la temperatura que rodea al circuito, o (2) seleccionando amplificadores operacionales con valores de corriente y desviación de voltaje que cambian muy poco con cambios de temperatura.

Los cambios en las desviaciones de la corriente y del voltaje debidos a la temperatura se describen con el término *deriva*. La deriva se especifica para desviaciones en la corriente en nA/°C (nanoamperes por grados Celsius). Para la desviación de voltaje, la deriva se especifica en μV/°C (microvolts por grados Celsius). Los valores de deriva pueden diferir a temperaturas distintas e inclusive pueden invertirse; esto es, a bajas temperaturas V_{io} puede variar en + 20 μV/°C (incremento), y a altas temperaturas V_{io} puede cambiar a – 10 μV/°C (decremento). Por esta razón, los fabricantes especifican ya sea una variación promedio o máxima entre los límites de temperatura. Es mejor tener una gráfica de la deriva comparada con la temperatura. Se muestra un ejemplo para calcular los efectos de la deriva.

Ejemplo 9-6

Un amplificador operacional 301 del circuito de la figura 9-9 tiene las siguientes especificaciones de deriva: conforme la temperatura cambia de 25 a 75°C, I_{os} tiene una variación *máxima* de 0.3 nA/°C y V_{io} varía como *máximo* a 30 μV/°C.

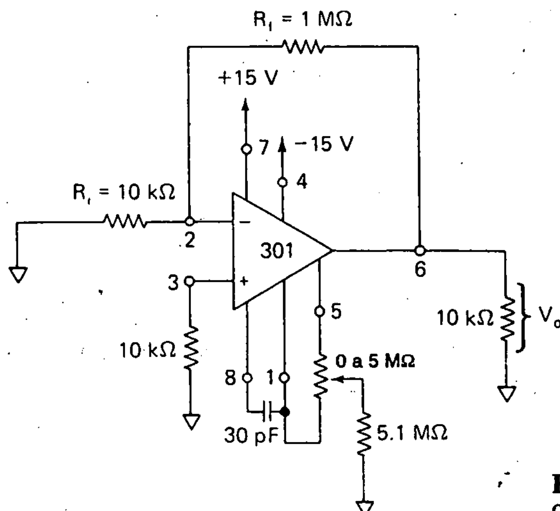


FIGURA 9-9 Circuito para el ejemplo 9-6.

Suponga que V_O se ha ajustado en cero a 25°C; entonces la temperatura ambiente se eleva a 75°C. Encuentre el error máximo en el voltaje de salida debido a la variación en (a) V_{io} y (b) I_{os}.

Solución (a) V_{io} cambia por

$$\pm\frac{30\ \mu\text{V}}{°C} \times (75 - 25)°\text{C} = \pm 1.5\ \text{mV}$$

Mediante la ecuación (9-4), el cambio en V_O debido al cambio en V_{io} es

$$1.5\ \text{mV}\left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) = 1.5\ \text{mV}(101) \approx \pm 150\ \text{mV}$$

(b) I_{os} cambiará por

$$\pm\frac{0.3\ \text{nA}}{°\text{C}} \times 50°\text{C} = \pm 15\ \text{nA}$$

De la sección (9-4), el cambio en V_O debido al cambio en I_{os} es $\pm$ 15 nA $\times$ R_f = $\pm$ 15 nA (1 M) = $\pm$ 15 mV.

Los cambios en V_O debidos tanto a V_{io} como a I_{os} pueden sumarse o bien sustraerse uno del otro. Por tanto, el peor cambio posible en V_O es ya sea + 165 mV_O – 165 mV, a partir del valor 0 a 25°C.

9-9 MEDICION DE LA DESVIACION DE VOLTAJE Y LAS CORRIENTES DE POLARIZACION

Los efectos de la desviación de voltaje de las corrientes de polarización se han expuesto por separado para simplificar la comprensión de la existencia de los componentes de error de voltaje de cd en la salida de un amplificador operacional. No obstante, sus efectos *siempre* están presentes en forma simultánea.

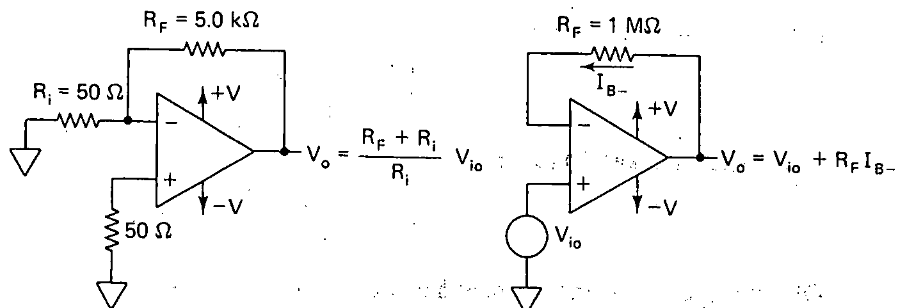
Con objeto de medir V_{io}, I_{B+}, e I_{B-} en los amplificadores operacionales de propósito general de la manera más barata posible se recomienda el siguiente procedimiento.

1. Como se muestra en la figura 9-10(a) mida V_O con un voltímetro digital y calcule la desviación de voltaje de entrada V_{io}

$$V_{io} = \frac{V_o}{(R_f + R_i)/R_i} = \frac{V_o}{101} \qquad \textbf{(9-6)}$$

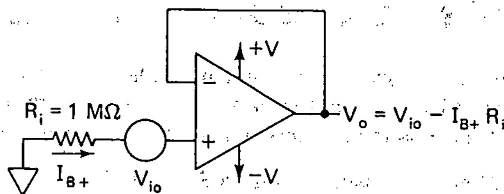
Obsérvese que R_i y R_f son pequeños. Por tanto, al añadir la resistencia compensadora de corriente de 50 Ω, se obliga a que la componente de error en el voltaje de salida debido a I_{os} sea despreciable.

2. Para medir I_{B-}, habilítese el circuito de la figura 9-10(b). Mida V_O usando el valor de V_{io} que se obtuvo en el paso 1, calcúlese I_{B-} mediante



(a) Circuito para medir V_{io}; el efecto en I_{os} se minimiza

(b) Circuito para medir I_{B-}



(c) Circuito para medir I_{B+}

FIGURA 9-10 Procedimiento para medir la desviación o voltaje y, en consecuencia, las corrientes de polarización para un amplificador operacional de propósito general.

$$I_{B-} = \frac{V_o - V_{io}}{R_f} \quad \textbf{(9-7)}$$

3. Para medir I_{B+} mida V_o en la figura 9-10(c) y calcule I_{B+} mediante

$$I_{B+} = -\left(\frac{V_o - V_{io}}{R_f}\right) \quad \textbf{(9-8)}$$

Ejemplo 9-7

El circuito en la figura 9-10 se utiliza con los valores de resistencia que se muestran para un amplificador operacional 741. Los resultados son $V_o = +\ 0.421$ V para la figura 9-10(a), $V_o = 0.097$ V para la figura 9-10(b), y $V_o = -0.082$ V para la figura 9-10(c). Encuentre (a) V_{io}; (b) I_{B-}; (c) I_{B+}.

Solución (a) Mediante la ecuación (9-6),

$$V_{io} = \frac{0.421\ \text{V}}{101} = 4.1\ \text{mV}$$

(b) Mediante la ecuación (9-7),

$$I_{B-} = \frac{(97 - 4.1)\ \text{mV}}{1\ \text{M}\Omega} = 93\ \text{nA}$$

(c) Según la ecuación (9-8)

$$I_{B+} = -\frac{(-82 - 4.1)\ \text{mV}}{1\ \text{M}\Omega} = 86\ \text{nA}$$

Observe que I_{os} se encuentra al hacer $I_{B+} - I_{B-} = -7$ nA.

EJERCICIOS DE LABORATORIO

La figura 9-10 ofrece una guía sobre cómo medir las corrientes de polarización de entrada y la deviación de voltaje de entrada para los amplificadores operacionales de propósito general como el 741. Las mediciones se realizarán en el siguiente orden:

9-1. *Medición de V_{io}.* Consulte la figura 9-10(a). Seleccione los valores de las resistencias que producen una ganancia de 100. Por ejemplo, $R_f = 1$ kΩ y $R_i = 10$ Ω. Estos valores bajos eliminan los errores en el voltaje de salida debidos a las corrientes de polarización. Mida V_o y calcule V_{io} a partir de la ecuación (9-6). Si el valor de cd de V_o parece cambiar de modo inexplicable, (1) conecte un capacitor de "by pass" de 0.1 μF desde cada terminal de la fuente de potencia a tierra y (2) si utiliza un tablero de conexiones procure que los cables sean lo más cortos posible.

9-2. *Medición de I_{B-} y I_{B+}.* En el circuito de la figura 9-10(b), con $R_f = 2.2$ MΩ, mida V_o y calcule I_{B-}. Conecte después el circuito de la figura 9-10(c) y mida V_o para calcular I_{B+} ($R_f = 2.2$ MΩ). Calcule I_{os} a partir de los valores medidos de I_{B+} y I_{B-} [véase la ecuación (9-2)].

9-3. *Medición de I_{os}.* Consulte la figura 9-4(a). Sea $R_f = 2.2$ MΩ e instale una resistencia de 2.2 MΩ de la entrada (+) a tierra. Mida V_o y calcule I_{os} a partir de $I_{os} = -V_o/2.2$ MΩ. Tal vez sus resultados no concuerden con I_{os} calculados en el ejercicio de laboratorio 9-2. Ello es porque I_{B+} e I_{B-} son casi iguales en los amplificadores operacionales modernos. Su diferencia es muy pequeña y, por tanto, I_{os} calculada en el ejercicio de laboratorio 9-3 será inexacta.

PROBLEMAS

9-1. ¿Cuáles características del amplificador operacional en forma normal tienen mayor efecto en **(a)** el comportamiento de un amplificador de cd; **(b)** el comportamiento de un amplificador ca?

9-2. Si $I_{B+} = 0.2$ μA e $I_{B-} = 0.1$ μA, encuentre **(a)** la corriente promedio de polarización I_B; **(b)** la desviación de corriente I_{os}.

9-3. En el ejemplo 9-2, $V_o = 0.2$ V. Obtenga I_{B-}.

9-4. En el ejemplo 9-3, $V_o = -0.2$ V. Encuentre I_{B+}.

9-5. I_{B-} es 0.2 μA en la figura 9-2 (c). Obtenga V_o.

9-6. En la figura 9-4(a), $R_f = R_G = 100$ kΩ. $I_{B+} = 0.3$ μA e $I_{B-} = 0.2$ μA. Encuentre V_o.

9-7. En la figura 9-4(b), $R_f = R_i = 25$ kΩ y $R = 12.5$ kΩ. Si $I_{os} = 0.1$ μA, obtenga V_o.

9-8. En la figura 9-4(b), $R_i = R_f = 25$ kΩ y $R = 12.5$ kΩ. Si $I_{os} = -0.1$ μA, encuentre V_o.

9-9. $V_o = 200$ mV en la figura 9-6(b). Obtenga V_{io}.

9-10. Las resistencias R_1, R_2, R_3 y R_f todas son iguales a 20 kΩ en la figura 9-7(a). $E_1 = E_2 = E_3 = V_{io} = 2$ mV. Encuentre (a) el valor real de V_o; (b) V_o suponiendo que $V_{io} = 0$.

9-11. ¿Qué valor de la resistencia compensadora de corriente debe agregarse en el problema 9-10?

9-12. ¿Cuál es el procedimiento general para anular el voltaje de cd salida de un amplificador operacional a 0 V?

9-13. En la figura 9-9 V_{io} cambia por ±1 mV cuando la temperatura cambia 50°C. ¿Cuál es el cambio en V_o debido al cambio en V_{io}?

9-14. I_{os} cambia ±20 nA en la figura 9-9 por un cambio de temperatura de 50°C. ¿Cuál es el cambio resultante en V_o?

9-15. $V_o = 101$ mV en el circuito de la figura 9-10(a), $V_o = 201$ mV en la figura 9-10(b), y $V_o = -99$ mV en la figura 9-10(c). Obtenga (a) V_{io}; (b) I_{B-}; (c) I_{B+}.

9-16. Consulte la figura P9-16. $V_{io} = 3$ mV, $I_{B-} = 0.4$ μA e $I_{B+} = 0.1$ μA. (a) ¿Cuál es el mejor valor de la resistencia R? Calcule el error individual en el voltaje de salida, V_o, debido a (b) V_{io} solamente, (c) I_{B+} solamente; (d) I_{B-} solamente; (e) I_{os} solamente. El valor ideal de V_o debería ser 1.00 V debido a E_i. (f) ¿Cuál es el valor real de V_o cuando encuentran presentes tanto la desviación en el voltaje y corriente de entrada como E_i?

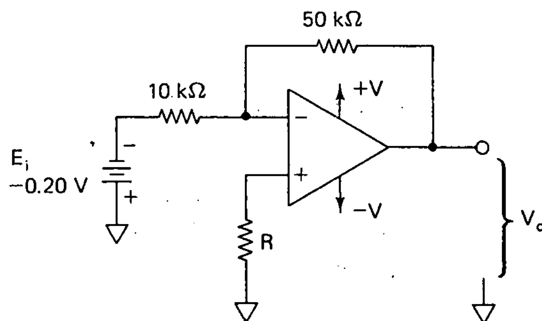


FIGURA P9-16

CAPITULO 10

Funcionamiento en CA: ancho de banda, velocidad de respuesta, ruido y compensación de frecuencia

OBJETIVOS DE APRENDIZAJE

Después de terminar este capítulo sobre el funcionamiento en ca del amplificador operacional, el estudiante deberá ser capaz de:

- Reconocer la gráfica de respuesta en frecuencia del amplificador operacional en la hoja de características del fabricante y determinar en ella (1) la ganancia en lazo abierto de cd A_{OL}, (2) el ancho de banda B de ganancia unitaria y pequeña señal y (3) leer la magnitud de A_{OL} para cualquier frecuencia.
- Calcular el ancho de banda de ganancia unitaria si conoce el tiempo de subida y viceversa.
- Predecir la ganancia en lazo abierto de un amplificador operacional para cualquier frecuencia si conoce al ancho de banda de ganancia unitaria.
- Medir el tiempo de subida.

- Mostrar cómo la ganancia en lazo cerrado, A_{CL}, de un amplificador inversor o no inversor depende de la ganancia en lazo abierto, A_{OL}.
- Medir la respuesta en frecuencia de un amplificador inversor o no inversor.
- Predecir el ancho de banda o la frecuencia de corte superior de un amplificador inversor, si conoce los valores de la resistencia externa y la unidad de pequeña señal del amplificador operacional.
- Calcular la frecuencia senoidal máxima que puede obtenerse de un amplificador operacional para cierto voltaje pico de salida, cuando conoce su velocidad de respuesta.
- Calcular el máximo voltaje pico de salida para cualquier frecuencia senoidal si conoce la velocidad de respuesta del amplificador operacional.
- Instalar un capacitor compensador de frecuencia en un amplificador operacional, si no está compensado internamente como el 741.

10.0 INTRODUCCION

Cuando el amplificador operacional se utiliza en un circuito que amplifica sólo señales de ca, debe considerarse cuando es que los voltajes de salida, serán señales pequeñas (abajo de 1 V pico) o señales grandes (arriba de 1 V pico). Si sólo están presentes señales pequeñas de ca en la *salida*, las características importantes del amplificador operacional que limitan el funcionamiento son el *ruido* y la *respuesta en frecuencia*. Si se esperan grandes señales de ca de salida, entonces una característica denominada *velocidad de respuesta limitante* determina cuándo el amplificador operacional introducirá distorsión, y limitará la respuesta de frecuencia.

Las corrientes de polarización y de desviación de voltaje afectan el comportamiento en cd y por lo común no tienen que considerarse con respecto al comportamiento en ca. Esto es cierto especialmente si hay un capacitor de acoplamiento en el circuito para pasar las señales de ca y bloquear las corrientes y voltajes de cd. El capítulo comienza con una introducción a la respuesta en frecuencia del amplificador operacional.

10-1 RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

10-1.1 Compensación interna de frecuencia

Varios tipos de amplificadores operacionales de propósito general y especializados están *compensados internamente*; esto es, el fabricante ha instalado dentro de dichos dispositivos un pequeño capacitor, por lo común de 30 pF. Este *capacitor de compensación interna de frecuencia* impide que el amplificador operacional

oscile a altas frecuencias. Las oscilaciones se evitan disminuyendo la ganancia del amplificador operacional conforme aumenta la frecuencia. De otra manera, habría ganancia y corrimiento de fase suficiente para alguna frecuencia alta donde la señal de salida pueda retroalimentarse a la entrada y cause oscilaciones (véase el apéndice 1).

Por la teoría básica de circuitos se conoce que la reactancia de un capacitor disminuye conforme aumenta la frecuencia: $X_C = 1/(2\pi fC)$. Por ejemplo, si la frecuencia se incrementa en 10, la reactancia del capacitor disminuye por 10. En consecuencia, no es accidental que la ganancia de voltaje de un amplificador operacional disminuya a la décima parte conforme la frecuencia de la señal de entrada aumenta por 10. Un cambio de frecuencia de 10 se denomina *década*. Los fabricantes muestran cómo la ganancia en lazo abierto del amplificador operacional está relacionada con la frecuencia de la señal diferencial de entrada con una curva llamada *ganancia de voltaje en lazo abierto en función de la frecuencia*. La curva también se puede denominar *respuesta a pequeña señal*.

10-1.2 Curva de respuesta en frecuencia

En la figura 10-1 se muestra una curva típica para amplificadores operacionales compensados internamente, como son el 741 y 747. A bajas frecuencias (abajo de 0.1 Hz), la ganancia en circuito abierto es muy alta. Un valor común es 200,000 (106 dB) y este valor es el que se especifica en las hojas de características donde no se da una curva. Véase que la "Ganancia de voltaje para señales grandes" es igual a 200,000 en el apéndice 1 y a 160 V/mV en el apéndice 2.

El punto A en la figura 10-1 localiza la *frecuencia de corte* donde la ganancia de voltaje es 0.707 veces su valor a frecuencias muy bajas. Por tanto, la ganancia de voltaje en el punto A o sea (donde la frecuencia de E_d es 5 Hz) es alrededor de 140,000, 0.707 × 2,00000.

Los puntos C y D muestran cómo la ganancia decae con un factor de 10 conforme la frecuencia se eleva por un factor también de 10. El cambio de frecuencia o ganancia por un factor de 10 se expresa en forma más eficiente con el término *por década*. El eje vertical a la derecha de la figura 10-1 es una gráfica de la ganancia de voltaje en decibeles (dB). La ganancia de voltaje decrece 20 dB para un incremento en la frecuencia de 1 década. Esto explica por qué la curva de respuesta de frecuencia de A a B se describe como una *caída de 20 dB/década*. Una descripción alterna es una *caída de 6 dB/octava* ("octava significa duplicar la frecuencia"). Por tanto, cada vez que la frecuencia se duplica, la ganancia de voltaje disminuye en 6 dB.

10-1.3 Ancho de banda con ganancia unitaria

Cuando un amplificador se construye con un amplificador operacional y unas cuantas resistencias la respuesta en frecuencia del amplificador depende del amplificador operacional. La característica clave del amplificador operacional se

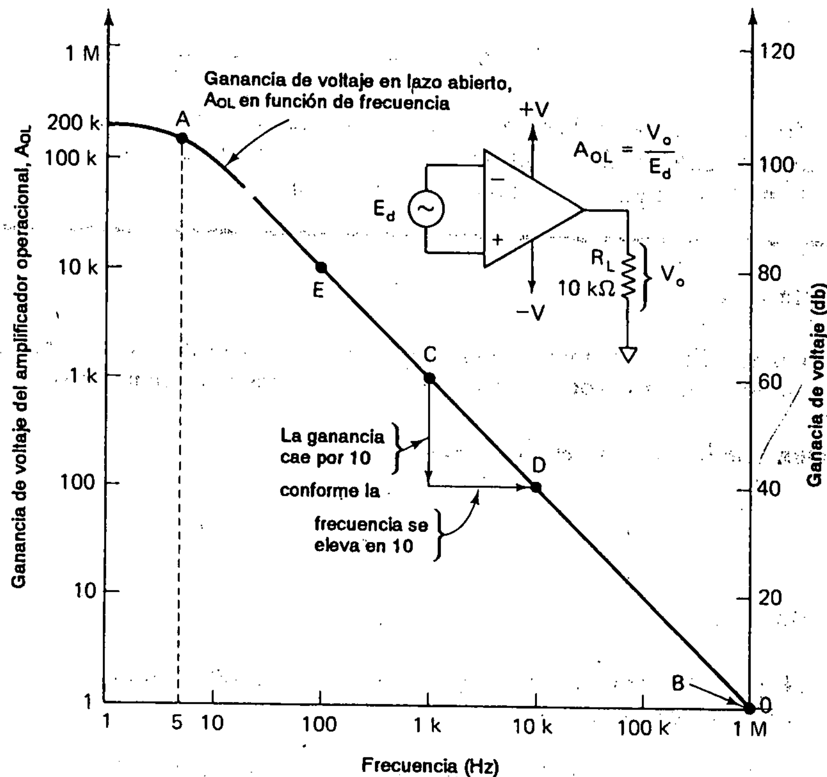


FIGURA 10-1 Ganancia de voltaje en circuito abierto comparada con la frecuencia

define como la frecuencia a la cual la ganancia de este último es igual a la unidad. Se utiliza el símbolo B para designar esta característica. Se le da el nombre de *ancho de banda de ganancia unitaria para señales pequeñas*. Más adelante, en este capítulo necesitaremos un valor B del amplificador operacional para predecir la respuesta en alta frecuencia del amplificador construido con dicho amplificador operacional.

En la presente sección se describirán tres formas de obtener B a partir de la hoja de información de un fabricante. Primero, si tiene la gráfica de A_{OL} del fabricante, en función de la frecuencia, busque el punto donde $A_{OL} = 1$ (véase el punto B en la figura 10-1, $B = 1$ MHz). Segundo, algunas hojas de características no traen la especificación llamada ancho de banda de ganancia unitaria o bien una curva como la figura 10-1. En cambio, ofrecen una especificación denominada *tiempo de subida de respuesta transitoria (ganancia unitaria)*. En el caso del amplificador 741, normalmente vale 0.25 μs y 0.8 μs al máximo. El ancho de banda B se calcula con base en la especificación del tiempo de crecimiento, mediante la expresión:

$$B = \frac{0.35}{\text{tiempo de crecimiento}} \tag{10-1}$$

donde B se da en hertz y el tiempo de crecimiento en segundos. El tiempo de crecimiento se define en la sección 10-1.4. (Véase el apéndice 1, "Respuesta transitoria": ganancia unitaria = 0.3 μs típico.)

Ejemplo 10-1

Un amplificador operacional 741 tiene un tiempo de crecimiento de 0.35 μs. Obtenga el ancho de banda de ganancia unitaria o pequeña señal.

Solución Mediante la ecuación (10-1),

$$B = \frac{0.35}{0.35\ \mu s} = 1\ \text{MHz}$$

Ejemplo 10-2

¿Cuál es la ganancia de voltaje en lazo abierto para el amplificador operacional del ejemplo 10-1 a 1 MHz?

Solución De la definición de B, la ganancia de voltaje es 1.

Ejemplo 10-3

¿Cual es la ganancia de voltaje en lazo abierto a 100 kHz para el amplificador operacional en los ejemplos 10-1 y 10-2?

Solución Mediante la inspección de la figura 10-1, si la frecuencia disminuye una década (de 1 MHz a 100 kHz), la ganancia debe aumentar en una década de 1 a 1 MHz, a 10 a 100 kHz.

El ejemplo 10-3 lleva a la conclusión de que si se divide la frecuencia de la señal, f, entre el ancho de banda de ganancia unitaria B, el resultado es la ganancia del amplificador operacional a la frecuencia de la señal. Expresado en forma matemática,

$$\text{ganancia en lazo abierto de } f = \frac{\text{ancho de banda de ganacia unitaria}}{\text{entrada de la señal de frecuencia, } f} \tag{10-2}$$

Ejemplo 10-4

¿Cuál es la ganancia en lazo abierto de un amplificador operacional que tiene un ancho de banda de ganancia unitaria de 1.5 MHz para una señal de 1 kHz?

Solución. A partir de la ecuación (10-2), la ganancia en lazo abierto a 1 kHz es

$$\frac{1.5\ \text{MHZ}}{1\ \text{kHz}} = 1500$$

La ecuación (10-2) proporciona una tercera manera de obtener B. Si se conoce la ganancia en lazo abierto del amplificador operacional para una frecuencia en la región de corte, basta multiplicar los dos valores para obtener B. Examinemos nuevamente el ejemplo 10-4. Si $A_{OL} = 1000$ a una frecuencia de 1500 Hz, entonces $B = 1500 \times 1000 = 1.5$ MHz.

Los datos que aparecen en la figura 10-1 son útiles para el aprendizaje aunque probablemente no se apliquen a un amplificador operacional particular. Por ejemplo, si bien 200,000 es una ganancia en lazo abierto típica especifica, el fabricante sólo garantiza una ganancia mínima de 200,000 para amplificadores operacionales de propósito general. Aun 20,000 pueden ser suficientes para la mayoría de las aplicaciones. La sección 10-2 trata este asunto.

10-1.4 Tiempo de crecimiento

Suponga que el voltaje de entrada E_i de un amplificador de ganancia unitaria cambia de manera muy rápida según una onda cuadrada o una señal de pulso. Idealmente E_i debe cambiarse de 0 V + 20 mV en tiempo 0; en la práctica, se requieren unos pocos nanosegundos para hacer este cambio (véase el apéndice 1 "Curva de respuesta transitoria"). A la ganancia unitaria, la salida debe cambiar desde 0 a + 20 mV en los mismos nanosegundos . Sin embargo, toma tiempo para que la señal se propague a través de todos los transistores en el amplificador operacional. También toma tiempo para que el voltaje de la salida se eleve a su valor final. El *tiempo de crecimiento* se define como el lapso requerido para que el voltaje de la salida se eleve desde el 10 al 90% de su valor final. De acuerdo con la sección 10-1.3 el tiempo de respuesta de un 741 es 0.35 μs. En consecuencia, transcurrirían 0.35 μs para que el voltaje de salida cambie de 2 a 18 mV.

10-2 GANANCIA DEL AMPLIFICADOR Y RESPUESTA EN FRECUENCIA

10-2.1 Efecto de la ganancia en lazo abierto sobre la ganancia en lazo cerrado en un amplificador para operación en cd

Es necesario aprender cómo la ganancia en lazo abierto A_{OL} afecta la ganancia real en lazo cerrado de un amplificador con voltajes de señal de cd (frecuencia 0). En primer lugar, debe definirse la ganancia *ideal* en lazo cerrado de un amplificador como la ganancia que está determinada sólo por las resistencias externas. No obstante, el lazo cerrado *real* de cd de un amplificador se determina tanto por

las resistencias externas como por la ganancia en lazo abierto del amplificador operacional.

La ganancia real en lazo cerrado de un amplificador *no inversor* es

$$A_{CL} \text{ real} = \frac{(R_f + R_i)/R_i}{1 + \dfrac{1}{A_{OL}}\left(\dfrac{R_f + R_i}{R_i}\right)} \qquad \textbf{(10-3a)}$$

donde

$$\frac{R_f + R_i}{R_i} = A_{CL} \text{ ideal para amplificadores } \textit{no inversores} \qquad \textbf{(10-3b)}$$

Si A_{OL} es muy grande, el denominador de la ecuación (10-3a) se aproximará a la unidad. Entonces la ganancia del amplificador *no* dependerá de la de lazo abierto del amplificador operacional, sino únicamente de las resistencias externas y podrá calcularse partiendo de la ecuación (10-3b).

La ganancia real en cd de un *amplificador inversor* depende de A_{OL} conforme a

$$A_{CL} \text{ real} = \frac{-R_f/R_i}{1 + \dfrac{1}{A_{OL}}\left(\dfrac{R_f + R_i}{R_i}\right)} \qquad \textbf{(10-3c)}$$

donde

$$\frac{-R_f}{R_i} = A_{CL} \text{ ideal para amplificadores } \textit{inversores} \qquad \textbf{(10-3d)}$$

La ecuación (10-3d) es válida si A_{OL} es grande respecto a $(R_f + R_i)/R_i$.

Ejemplo 10-5

Obtenga la ganancia real de un amplificador no inversor de cd si la ganancia en lazo cerrado ideal A_{CL}= 100 y A_{OL} es (a) 10,000; (b) 1000; (c) 100; (d) 10; (e) 1. Repita el ejercicio en el caso de un amplificador inversor con una ganancia en lazo cerrado ideal de – 100.

Solución (a) En un amplificador no inversor: $(R_f + R_i)/R_i$; = 100 = ganancia ideal. Con base en la ecuación (10-3a).

$$A_{CL} \text{ real} = \frac{100}{1 + \left(\dfrac{1}{10{,}000}\right)100} = 99.0099$$

Para un amplificador inversor, R_f/R_i = | ganancial ideal | = 100. Por tanto, $(R_f + R_i)/R_i$; = 101. A partir de la ecuación (10-3c),

$$A_{CL} \text{ real} = \frac{-100}{1 + \left(\dfrac{1}{10{,}000}\right)101} = -99.0000$$

Si los pasos anteriores se repiten para las partes (b) a (e), los resultados pueden tabularse del modo siguiente:

	A_{OL}					
	1	10	100	103	104	105
A_{CL} real, no inversor	0.99	9.09	50	90.9	99.0	99.9
A_{CL} real, inversor	−0.98	−9.01	−49.7	−90.8	−99.0	−99.9

Los resultados del ejemplo 10-5 se muestran en la gráfica de A_{CL} contra A_{OL} en la figura 10-2. Hay dos lecciones importantes que aprender a partir del ejemplo 10-5 y la figura 10-2. Primera, las ganancias reales de ambos amplificadores, no inversor e inversor, tienen aproximadamente la misma magnitud para el mismo valor de la ganancia en lazo abierto. Segunda, se desearía que la ganancia real en lazo cerrado fuese igual a la ganancia ideal en lazo cerrado. El examen de las ecuaciones (10-3a) y (10-3c) muestra que esto será cierto *si* la ganancia en lazo abierto del amplificador operacional A_{OL} es grande con respecto a la ganancia en lazo cerrado ideal. Prácticamente, se desearía que A_{OL} fuese 100 o más veces la ganancia A_{CL}

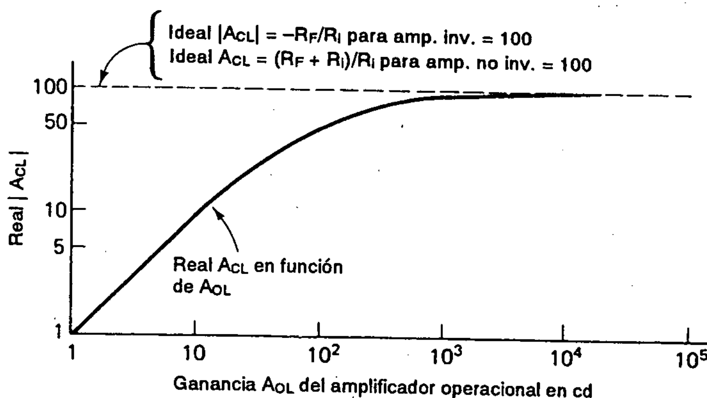


FIGURA 10-2 La ganancia real en circuito abierto a cd de un amplificador inversor o no inversor depende tanto de la ganancia ideal que está establecida por las razones de resistor, como por la ganancia en circuito abierto del amplificador operacional a cd (véase el ejemplo 10-5).

ideal, de modo que las resistencias externas de precisión y *no* la ganancia A_{OL} del amplificador operacional determinen la ganancia real con un error menor al 1%.

Hemos aprendido en la sección 10-1.2 que A_{OL} depende de la frecuencia. Ya que A_{OL} del amplificador operacional también determina A_{CL} de un amplificador, entonces A_{CL} del amplificador también dependerá de la frecuencia. Pero antes de considerar la respuesta en frecuencia hay que definir los conceptos de ancho de banda y respuesta en frecuencia.

10-2.2 Ancho de banda para pequeña señal; límites de alta y baja frecuencia

El alcance de frecuencia útil de cualquier amplificador (en lazo cerrado o abierto) se define como el límite de alta frecuencia f_H y el límite de baja frecuencia, f_L. En f_L y f_H, la ganancia de voltaje baja a 0.707 veces su valor máximo en la mitad del rango de frecuencia útil. En términos de decibeles, la ganancia de voltaje está 3 dB abajo en f_L y f_H. Esas descripciones se resumen en la curva general de respuesta en frecuencia de la figura 10.3 y en los apéndices 1 y 2.

El ancho de banda para pequeña señal es la diferencia entre f_H y f_L. A menudo f_L es muy pequeña con respecto a f_H o es igual a 0 en el caso de amplificadores de cd. Por tanto el ancho de banda para pequeña señal es aproximadamente igual al límite de alta frecuencia f_H. Del punto *A* de la figura 10-1, se obtiene que el ancho de banda de pequeñas señales es 5 Hz.

10-2.3 Medición de la respuesta en frecuencia

El lector aprenderá mucho sobre respuesta en frecuencia al conocer las técnicas de medición de ésta en un banco de prueba.

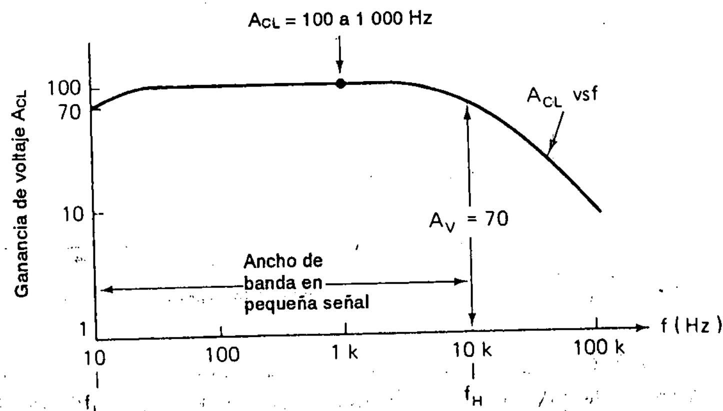


FIGURA 10-3 Ancho de banda en pequeña señal.

Procedimiento de laboratorio. La curva de respuesta en frecuencia de la figura 10-3 podría haberse obtenido en la siguiente forma:

1. Se ajusta el voltaje de entrada E_i de un amplificador operacional en un valor adecuado, digamos 30 mV rms.
2. La frecuencia senoidal de E_i se fija en un valor correspondiente a la mitad de la banda, por ejemplo, 1000 Hz.
3. Se mide el voltaje de salida de media banda; supóngase que es igual a 3.0 V.
4. Se calcula la ganancia de voltaje de media banda A_{CL} = 3 V/ 0.030 V = 100.
5. Se calcula el valor esperado de V_o a f_L y f_H, V_o = (0.707) (media banda V_o). De este modo V_o = (0.707) 3 V = 2.1 V rms, donde A_{CL} = 70.7.
6. Se mantiene *constante* la magnitud de E_i en 30 mV. Se reduce la frecuencia del oscilador hasta que V_o = 2.1 V. Se lee la frecuencia en el marcador del oscilador para obtener la *frecuencia de corte inferior* f_L.
7. Se mantiene constante la amplitud de E_i en 30 mV. Se incrementa la frecuencia del oscilador (a más de 1 kHz) hasta que V_o vuelve a descender a 2.1 V. Se lee f_H de la misma manera.
8. Se calcula el ancho de banda B a partir de $B = f_H - f_L$.

Nota: Para los amplificadores de cd, $f = 0$; por tanto, $B = f_H$.

Las frecuencias de corte inferior y superior reciben también el nombre de *frecuencias de esquina*, frecuencias de 3 dB, frecuencias de 0.707 o simplemente *frecuencias de corte.*

10-2.4 Ancho de banda de amplificadores inversores y no inversores

En la presente sección estipulamos que todos los amplificadores están acoplados directamente. A continuación observe que los amplificadores inversores y no inversores se construyen exactamente con la misma estructura. Están provistos de un amplificador operacional, una resistencia de retroalimentación R_f y una resistencia de entrada R_i. Un amplificador sólo asume una identidad cuando el usuario decide cuál señal recibirá éste como entrada. Si a través de R_i se conecta E_i a la entrada (–) y se conecta a tierra la entrada (+), *el usuario* define el amplificador como un inversor. Si E_i está conectada a la entrada (+) y conectado a tierra a través de R_i, la misma estructura se convierte en un amplificador no inversor.

En vista de la observación anterior, tal vez no sea extraño que la *frecuencia de corte superior* f_H *para los amplificadores inversores y no inversores esté dada por*

$$f_H = \frac{B}{(R_f + R_i)/R_i} \quad \textbf{(10-4)}$$

donde B = ancho de banda para pequeña señal del amplificador operacional
R_f = resistencia de retroalimentación
R_i = resistencia de entrada

Ejemplo 10-6

Dado que $R_f = R_i = 10$ kΩ para un amplificador inversor y también para uno no inversor, calcule la ganancia y el ancho de banda de (a) el amplificador inversor; (b) el amplificador no inversor. (c) ¿Cuál es la ganancia y el ancho de banda de un seguidor de voltaje? El amplificador es un 741 con un producto de ancho de banda-ganancia para pequeña señal de $B = 1$ MHz.

Solución (a) A partir de la ecuación (3-2b) o bien (10-3d), $A_{CL} = -R_f/R_i = -1$. De la ecuación (10-4),

$$f_H = \frac{1 \times 10^6 \text{ Hz}}{(10 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega)/10 \text{ k}\Omega} = 500 \text{ kHz}$$

(b) De la ecuación (3-11b) o (10-3b), $A_{CL} = (R_f + R_i)/R_i = 2$. f_H es la misma que en la parte (a). El amplificador no inversor tiene un producto de ganancia por ancho de banda mayor que el amplificador inversor.

(c) El seguidor de voltaje tiene una ganancia de 1 [véase la ecuación (3-9b)]. En la ecuación (3-11b), $R_f = 0$ y R_i es un circuito abierto que se acerca a una resistencia infinita para el seguidor de voltaje. Por consiguiente, $(R_f + R_i)/R_i = 1$. Por tanto, la frecuencia de corte superior f_H se calcula a partir de la ecuación (10-4) como sigue:

$$f_H = \frac{1 \times 10^6 \text{ Hz}}{(R_f + R_i)/R_i} = \frac{10^6 \text{ Hz}}{1} = 1 \text{ MHz}$$

10-2.5 Obtención del ancho de banda por el método gráfico

Se dispone de una técnica gráfica para obtener la respuesta en frecuencia de un amplificador no inversor. En la figura 10-4 se muestra un ejemplo. Supongamos que la ganancia del amplificador es 1000 en las frecuencias bajas y medianas. Con base en la ecuación (10-4), $f_H = 999$ Hz $\simeq 1$ kHz. A f_H, la ganancia del amplificador es aproximadamente 700 ($0.707 \times 1000 \simeq 700$). Para todas las frecuencias arriba de f_H coincide la respuesta en frecuencia del amplificador y la del amplificador operacional. Damos otro ejemplo: use la figura 10-4 y trace una línea que comience con $A_{CL} = 100$. El punto final donde intercepta a la curva de A_{OL} en función de f muestra el ancho de banda. En este caso, $f_H \simeq 10$ kHz. La conclusión

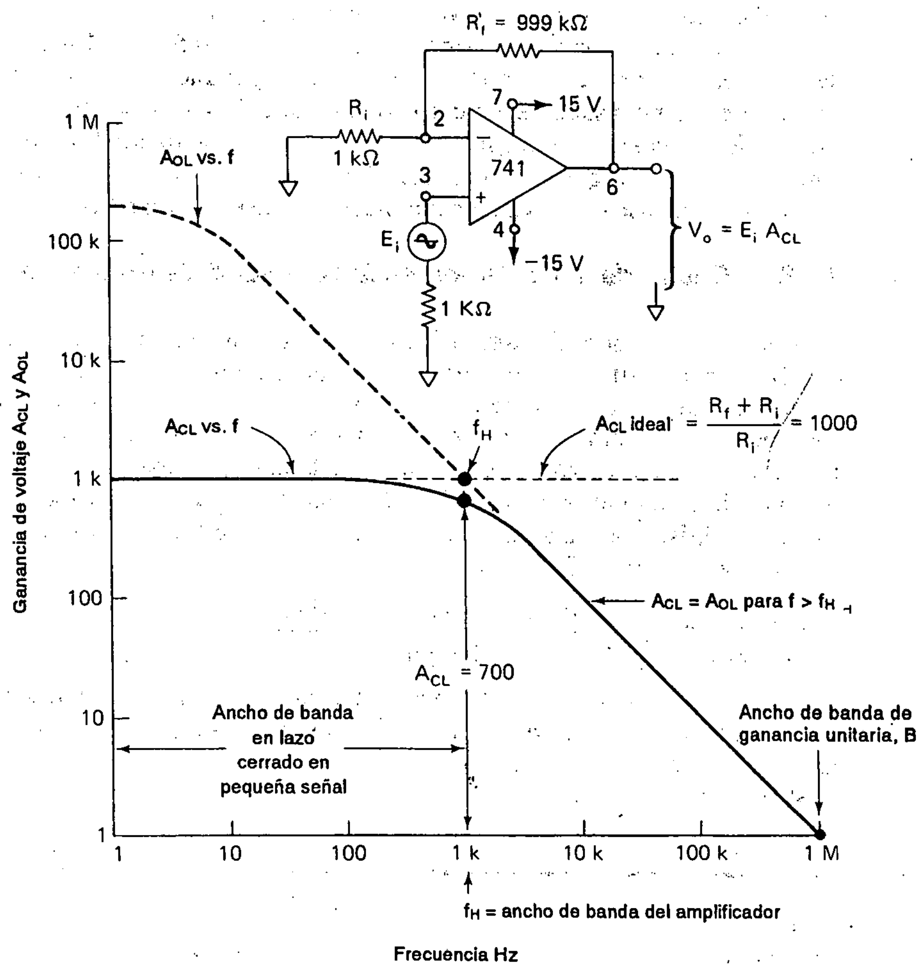


FIGURA 10-4 Ancho de banda en pequeña señal y ganancia en circuito cerrado

es que el producto de ganancia por ancho de banda de un amplificador no inversor es igual a B del amplificador operacional. Existe un compromiso directo: si se quiere mayor ganancia en lazo cerrado, se necesita sacrificar el ancho de banda.

10-3 VELOCIDAD DE RESPUESTA Y VOLTAJE DE SALIDA

10-3.1 Definición de la velocidad de respuesta

La velocidad de respuesta de un amplificador operacional indica lo rápido que puede cambiar su voltaje de salida. Para un amplificador operacional de propósito

general como el 741, la máxima velocidad de respuesta es 0.5 V/μs. Esto significa que el voltaje de salida puede cambiar un máximo de 0.5 V en 1 μs. La velocidad de respuesta depende de muchos factores: la ganancia del amplificador, los capacitores compensadores e incluso si el voltaje de salida positivo o negativo se está haciendo positivo o negativo. El peor caso o la velocidad de respuesta más lenta ocurre para la ganancia unitaria. Por tanto, la velocidad de respuesta por lo común se especifica para ganancia unitaria (véanse los apéndices 1 y 2).

10-3.2 Causa de la limitación en la velocidad de respuesta

Ya sea dentro o fuera del amplificador operacional hay al menos un capacitor necesario para evitar la oscilación (véase la sección 10-1.1). Conectada a este capacitor está una porción de la circuitería interna del amplificador operacional que puede suministrar una corriente máxima que está limitada por el diseño del amplificador operacional. El cociente entre la corriente máxima I y la capacidad del capacitor compensador C es la *velocidad de respuesta*. Por ejemplo, un 741 puede suministrar un máximo de 15 μA a su capacitor compensador de 30-pF (véase el apéndice 1). Por tanto,

$$\text{velocidad de respuesta} = \frac{\text{cambio de voltaje de salida}}{\text{tiempo}} = \frac{I}{C} = \frac{15\ \mu\text{A}}{30\ \text{pF}} = 0.5\frac{\text{V}}{\mu\text{s}} \quad \textbf{(10-5)}$$

De la ecuación (10-5), una velocidad de respuesta mayor requiere que el amplificador operacional tenga ya sea una corriente máxima más alta o un capacitor compensador más pequeño. Por ejemplo, el AD518 tiene una velocidad de respuesta de 80 V/μs con $I = 400$ μA y $C = 50$ pF.

Ejemplo 10-7

Un cambio instantáneo de 10 V se aplica a la entrada de un amplificador inversor de ganancia unitaria. Si el amplificador operacional es un 741, ¿qué tiempo transcurrirá para que el voltaje de salida cambie en 10 V?

Solución Por la ecuación (10-5),

$$\text{velocidad de respuesta} = \frac{\text{cambio de voltaje de salida}}{\text{tiempo}}$$

$$\frac{0.5\ \text{V}}{\mu\text{s}} = \frac{10\ \text{V}}{\text{tiempo}}, \quad \text{tiempo} = \frac{10\ \text{V} \times \mu\text{s}}{0.5\ \text{V}} = 20\ \mu\text{s}$$

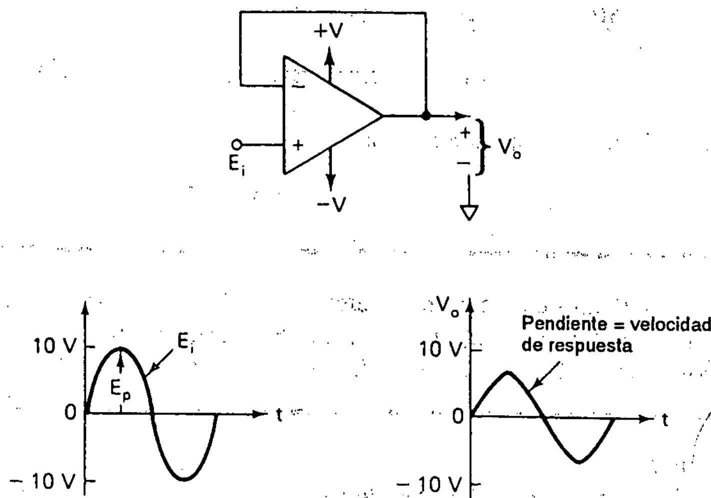


FIGURA 10-5 Ejemplo de la velocidad de respuesta que limita el voltaje de salida V_o.

10-3.3 Límite de la velocidad de respuesta para ondas senoidales

En el seguidor de voltaje de la figura 10-5, E_i es una onda senoidal con amplitud pico E_p. La razón máxima de cambio de E_i depende tanto de su frecuencia f como de la amplitud de pico y está definida por $2\pi f E_p$ .Si esta razón de cambio es mayor que la velocidad de respuesta del amplificador operacional, el V_o de salida estará distorsionado. Esto es, V_o de salida trata de seguir a E_i pero no puede hacerlo debido a su límite de velocidad de respuesta. El resultado es distorsión, como se muestra por la forma triangular de V_o en la figura 10-5. La frecuencia máxima f_{max} a la cual puede obtenerse un voltaje de salida sin distorsión con un valor pico de V_{op}, está determinada por la velocidad de respuesta de acuerdo con

$$f_{max} = \frac{\text{velocidad de respuesta}}{6.28 \times V_{op}} \tag{10-6a}$$

donde f_{max} es la frecuencia máxima en Hz, V_{op} es el máximo voltaje de salida sin distorsión en volts y la velocidad de respuesta está en volts por microsegundo.

El voltaje senoidal pico máximo de salida $V_{op\,max}$ que puede obtenerse a cierta frecuencia f se encuentra de

$$V_{op\,max} = \frac{\text{velocidad de respuesta}}{6.28 \times f} \tag{10-6b}$$

Ejemplo 10-8

La velocidad de respuesta para un 741 es 0.5 V/µs. ¿A qué frecuencia máxima puede obtenerse un voltaje de salida sin distorsión de (a) 10 V pico; (b) 1 V pico?

Solución (a) Mediante la ecuación (10-6a),

$$f_{max} = \frac{1}{6.28 \times 10\ V} \times \frac{0.5\ V}{\mu s} = 8\ kHz$$

(b) Mediante la ecuación (10-6a),

$$f_{max} = 80\ kHz$$

En el siguiente ejemplo, veremos que la velocidad de respuesta *y* el ancho de banda deben tenerse en cuenta antes de predecir la frecuencia máxima a la cual es posible obtener un voltaje de salida sin distorsión.

Ejemplo 10-9
En el ejemplo 10-6, el ancho de banda de pequeña señal era 500 kHz, *tanto* para un amplificador inversor, con una ganancia de –1, como para un amplificador no inversor con una ganancia de 2. Encuentre (a) el pico máximo y el voltaje de salida de la onda senoidal sin distorsión a f_H = 500 kHz; (b) la frecuencia máxima donde pueda obtenerse un voltaje pico de salida de 10 V.

Solución Como el amplificador operacional es un 741, su velocidad máxima de respuesta es 0.5 V/µs. (a) De la ecuación (10-6b),

$$V_{op\,max} = \frac{0.5\ V/\mu s}{6.28(500 \times 10^3)\ Hz} = 160\ mV$$

(b) de la ecuación (10-6a),

$$f_{max} = \frac{0.5\ V/\mu s}{(6.28)(10\ V)} \simeq 8\ kHz$$

f_{max} se define como la *frecuencia de salida a plena potencia* a *máxima potencia de salida*. El significado de estos términos nuevos se aclarará después de una introducción breve.

Un diseño prudente de amplificador limitaría V_o a ± 10 V. Se tendrá entonces un margen de seguridad de ± 20% si el amplificador se sobreimpulsa a ± 12 V (casi dentro de ± V_{sat}). Los fabricantes de amplificadores operacionales especifican el nivel de voltaje de salida de ± 10 V como *máxima potencia de salida.* Nótese que el fabricante con frecuencia proporciona una especificación de *frecuencia de salida a plena potencia* (véase el apéndice 1, "El voltaje de salida varía como una función de la frecuencia"). En los ejemplos 10-8 y 10-9 se mostró que la velocidad de respuesta del amplificador operacional limita la frecuencia superior de los voltajes de salida de gran amplitud. A medida que se reduce el voltaje pico de salida adquirido

del amplificador operacional, aumenta la limitación de frecuencia superior impuesta por la velocidad de respuesta.

Recuerde que el límite de frecuencia superior impuesto por la respuesta a pequeña señal se acrecenta al disminuir la ganancia en lazo cerrado. En cada aplicación del amplificador es preciso calcular el límite de frecuencia superior impuesto por la limitación de la velocidad de respuesta (sección 10-3.3) y por el ancho de banda de pequeña señal (sección 10-2.3). El valor *más* pequeño determina el límite real de frecuencia superior. En general, la velocidad de respuesta limita la frecuencia de señal grande y la respuesta en frecuencia de pequeña señal.

10-3.4 Simplificación de la velocidad de respuesta

La figura 10-6 simplifica el problema de encontrar f_{max} a cualquier voltaje pico de salida para una variación de la velocidad de respuesta entre 0.5 y 5 V/μs, Por

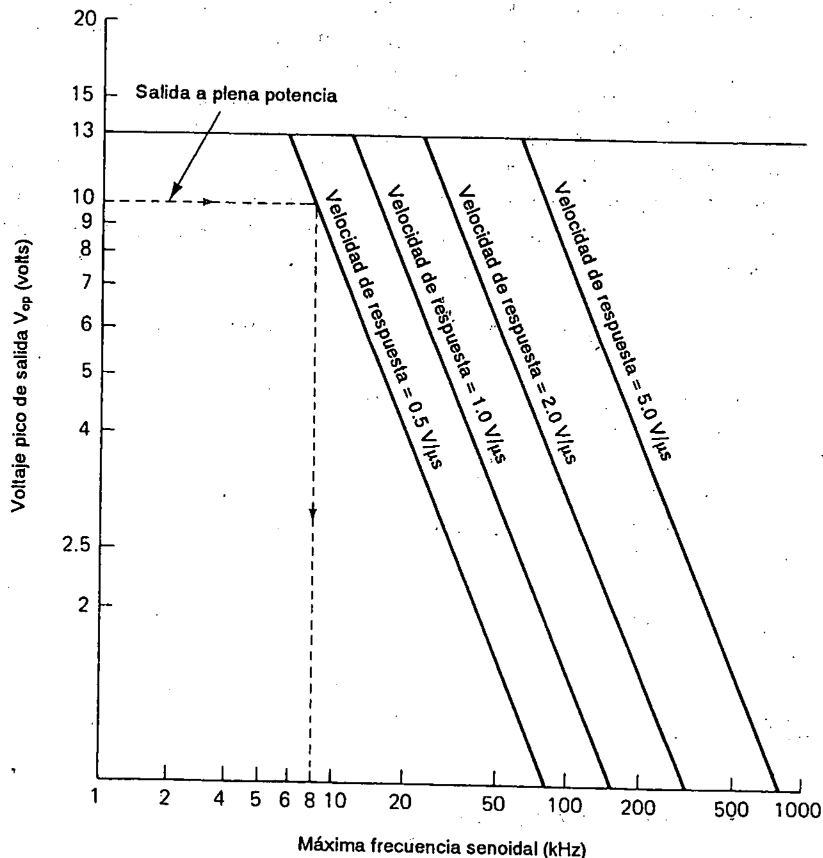


FIGURA 10-6 La velocidad de respuesta simplificada. Cualquier punto en una línea de velocidad de respuesta muestra la máxima frecuencia senoidal permitida para el correspondiente voltaje pico de salida.

ejemplo, para hacer la parte (b) del ejemplo 10-8, localícese dónde la línea horizontal de $V_{op} = 10$ V cruza la línea de velocidad de respuesta 0.5 V/μs. Abajo de la intersección, léase $f_{max} = 8$ kHz.

10-4 RUIDO EN EL VOLTAJE DE SALIDA

10-4.1 Introducción

Las señales eléctricas indeseables presentes en el voltaje de salida se clasifican como *ruido.* La deriva (véase el capítulo 9) y las desviaciones del voltaje de polarización pueden considerarse como un ruido de frecuencia muy baja. Si se ve el voltaje de salida de un amplificador operacional con un osciloscopio sensible (1 mV/cm), se verá una exhibición al azar de voltajes de ruido denominados *estática*. Las frecuencias de estos voltajes varían de 0.01 Hz a megahertz.

El ruido se genera por cualquier material que esté arriba del cero absoluto (–273°C). El ruido también se genera por todos los dispositivos eléctricos y sus controles. Por ejemplo, en un automóvil, las bujías de encendido, el regulador de voltaje, el motor del ventilador, el acondicionador de aire y el generador producen ruido. Aun cuando se enciendan o apagan los faros, hay un cambio repentino en corriente que genera ruido; el cual es externo al amplificador operacional. Los efectos de ruido externo pueden minimizarse por técnicas apropiadas de construcción y selección del circuito (véanse las secciones 10-4.3 a 10-4.5).

10-4.2 Ruido en los circuitos de los amplificadores operacionales

De no haber ruido externo, aún quedaría ruido en el voltaje de salida causado por el amplificador operacional. Este ruido interno del amplificador operacional se modela en forma muy simple con una fuente de voltaje de ruido E_n. Como se muestra en la figura 10-7, E_n se coloca en serie con la entrada (+). En las hojas de características, el voltaje de ruido se especifica en microvolts (rms) para diferentes valores de la resistencia de la fuente sobre un alcance particular de frecuencia. Por ejemplo, el amplificador operacional 741 tiene 2 μV de ruido *total* para frecuencias de 10 Hz a 10 kHz. Este voltaje de ruido es válido para una resistencia de fuente (R_i) entre 100 Ω y 20 kΩ. El voltaje de ruido aumenta en forma directa con R_i una vez que R_i excede 20 kΩ. En consecuencia, R_i debe mantenerse abajo de 20 kΩ para minimizar el ruido en la salida (véase apéndice 1).

10-4.3 Ganancia de ruido

El voltaje de ruido se amplifica como la desviación de voltaje. Es decir, la *ganancia de voltaje de ruido* es la misma que la ganancia del amplificador no inversor:

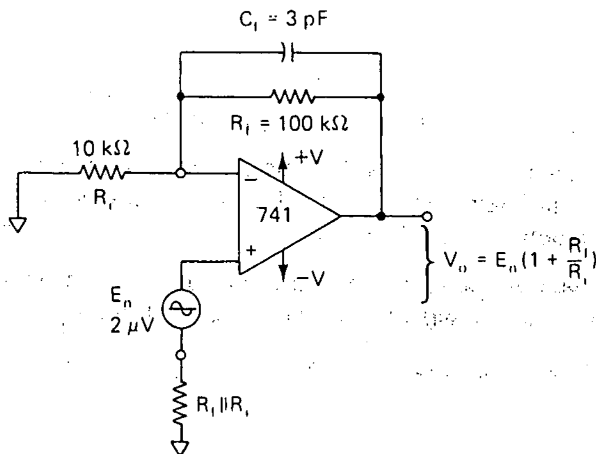


FIGURA 10-7 El ruido del amplificador operacional se modela por un voltaje de ruido en serie con la entrada (+).

$$\text{ganancia de ruido} = 1 + \frac{R_f}{R_i} \qquad \textbf{(10-7)}$$

¿Qué puede hacerse para minimizar los errores en el voltaje de salida debidos al ruido? Primero, evítense, si es posible, valores grandes de R_i y R_f. Instale un capacitor pequeño (3pF) a través de R_f para derivar las frecuencias altas de ruido. Entonces estas frecuencias no se amplificarán mucho. A continuación no debe puentearse R_i con un capacitor, pues la combinación R_iC tendrá una impedancia más pequeña a las frecuencias altas de ruido que R_i sola, y la ganancia aumentará con la frecuencia y agravará la situación. Por último, trate de mantener R_i cerca de 10 kΩ o abajo.

Las corrientes de ruido, como las de polarización también están presentes en cada una de las terminales de entrada del amplificador operacional. Si se instala una resistencia de compensación de corriente de polarización (véase el capítulo 9), el efecto de las corrientes de ruido en el voltaje de salida se reducirá. Como en las desviaciones de corriente, los efectos de la corriente de ruido también dependen de la resistencia de retroalimentación. Así que, si es posible, reduzca el tamaño de R_f para minimizar los efectos de corriente de ruido.

10-4.4 Ruido en el sumador inversor

En el sumador inversor (véase la sección 3-2), cada voltaje de entrada de señal tiene una ganancia de 1. Sin embargo, la ganancia de ruido será 1 más el número de entradas; por ejemplo, un sumador de cuatro entradas tendrá una ganancia de ruido de 5. Por consiguiente , el voltaje de ruido tendrá cinco veces la ganancia de cada señal de entrada. Por tanto, las señales de baja amplitud deben preamplificarse antes de conectarlas a un sumador.

10-4.5 Resumen

Para reducir los efectos del ruido en el amplificador operacional:

1. *Nunca* se conecte un capacitor a través de la resistencia de entrada o de la entrada (–) a tierra. Siempre habrá unos pocos pF de capacitancia dispersa de la entrada (–) a tierra debido al cableado, así que
2. *Siempre* conecte un capacitor pequeño (3 pF) a través de la resistencia de retroalimentación. Esto reduce la ganancia de ruido a altas frecuencias.
3. Si es posible, evítense valores grandes de resistencias.

10-5 COMPENSACION EXTERNA DE FRECUENCIA

10-5.1 Necesidad de compensación externa de frecuencia

Los amplificadores operacionales con compensación interna de frecuencia (véase la sección 10-1.1 y el apéndice 1) son muy estables con respecto a frecuencias de señal. No comienzan a oscilar espontáneamente ni esperan oscilar en forma ocasional cuando se aplica una señal. Sin embargo, los compromisos de estabilidad en frecuencia son en ancho de banda limitado para pequeña señal, lenta velocidad de respuesta y ancho de banda para potencia reducida. Los amplificadores operacionales compensados internamente son útiles en frecuencia de audio, pero no en frecuencias más altas.

Un 741 que tiene un producto de ancho de banda-ganancia de 1 MHz dará una ganancia útil de 1000 sólo hasta frecuencias de aproximadamente 1 kHz. Para obtener más ganancia del amplificador operacional a frecuencia más altas, debe eliminarse el capacitor interno de compensación de frecuencia. Si se hace esto, la estructura resultante tendrá una velocidad de respuesta más alta y mayor ancho de banda de potencia. Pero estas mejoras pudieran cancelarse porque el amplificador operacional probablemente se pondrá a oscilar en forma continua. Como es común, hay un compromiso: estabilidad de frecuencia para un ancho de banda más grande y velocidad de respuesta.

Con objeto de tener capacidad para cumplir con estos compromisos los fabricantes producen amplificadores operacionales con una y hasta tres terminales de *compensación de frecuencia*. Dichas terminales le permiten al usuario escoger la combinación más favorable de estabilidad y ancho de banda. Esta elección se hace por la conexión de capacitores y resistencias externos a las terminales de compensación. En consecuencia, este tipo versátil de amplificador operacional se clasifica como con *compensación externa de frecuencia* (véase el apéndice 2).

10-5.2 Compensación con un solo capacitor

La respuesta en frecuencia del amplificador operacional 101 de propósito general puede hacerse a la medida por la conexión de un capacitor único, C_1, a las terminales 1 y 8. Como se muestra en la figura 10-8 y el apéndice 2, haciendo C_1 = 3 pF, el 101 tiene una curva de respuesta de frecuencia en lazo abierto con un ancho de banda para pequeña señal de 10 MHz. Aumentando C_1 por un factor de 10 (a 30 pF) se reduce el ancho de banda en pequeña señal por un factor de 10 (a 1 MHz). Por tanto, el 101 puede compensarse en forma externa para tener el mismo ancho de banda para pequeña señal como el 741.

Cuando se utiliza el 101 en un circuito amplificador, el alcance de frecuencia útil del amplificador ahora depende del capacitor de compensación. Por ejemplo, R_f/R_i establecida para una ganancia del amplificador de 100, su ancho de banda en pequeña señal sería 10 kHz para C_1 = 30 pF. Por la reducción de C_1 a 3pF, el ancho

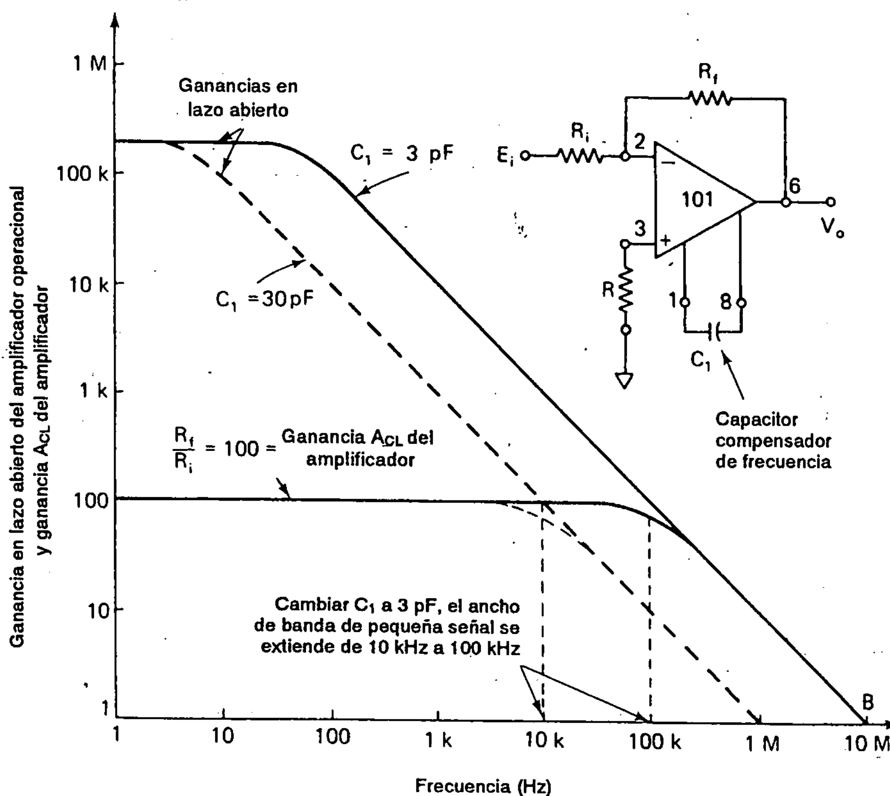


FIGURA 10-8 Extensión de la respuesta de frecuencia con un capacitor compensador externo.

de banda en pequeña señal aumenta a 100 kHz. El ancho de banda a plena potencia también aumenta, desde 6 a 60 kHz.

10-5.3 Compensación de frecuencia con prealimentación

Hay muchos otros tipos de compensación de frecuencia. Entre los más populares están la *compensación de dos capacitores* o de *dos polos,* y la *compensación con prealimentación.* Las hojas de información de los fabricantes dan instrucciones precisas del tipo más adecuado para la aplicación deseada.

La compensación con prealimentación para el 101 se ilustra en la figura 10-9. El capacitor de prealimentación C se conecta de la entrada (–) a la terminal compensadora 1. Se necesita un pequeño capacitor C_f a través de R_f para asegurar la estabilidad en frecuencia. La velocidad de respuesta aumenta a 10 V/μs y el ancho

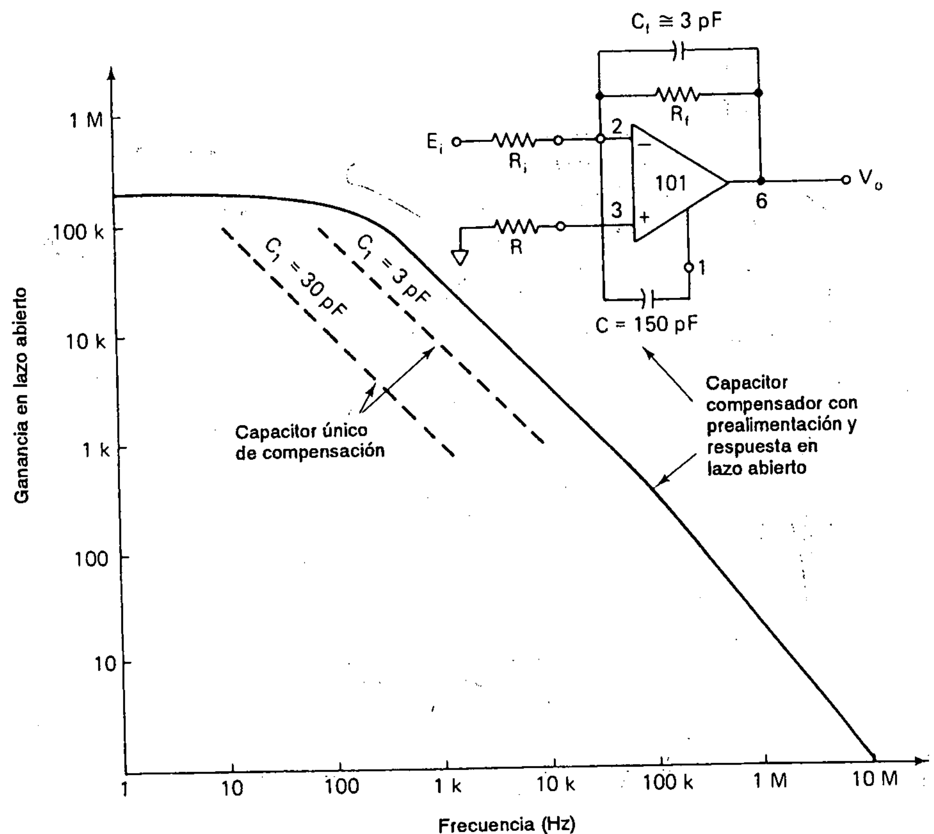


FIGURA 10-9 Extensión del ancho de banda con compensación de frecuencia con alimentación directa.

de banda a plena potencia a más de 200 kHz. Por supuesto, la ganancia en alta frecuencia adicionada también amplificará el ruido de alta frecuencia.

Debe concluirse que las técnicas de compensación de frecuencia deben aplicarse sólo en la extensión requerida por el circuito. No debe utilizarse una ganancia de frecuencia más alta de lo que es absolutamente necesario; de otra manera, habrá una cantidad innecesaria de ruido de alta frecuencia en la salida.

EJERCICIOS DE LABORATORIO

Se ha mostrado que son simples los cálculos teóricos de ancho de banda y la velocidad de respuesta. Sin embargo, cuando se construye un amplificador en un tablero ordinario de conexión, es probable que la frecuencia medida no concuerde con el funcionamiento previsto. Este punto se explica en el siguiente experimento de laboratorio.

10-1. Suponga que utiliza un amplificador operacional 741 y construya un amplificador no inversor con una ganancia de 2. Limite E_i y V_o a 100 mV pico con objeto de evitar la distorsión causada por el límite de velocidad de respuesta. Prevéa que V_o permanecerá en 100 mV pico hasta que la frecuencia del oscilador aumente a unos 500 kHz. Entonces V_{op} es igual a 70 mV cuando E_{ip} = 100 mV.

La respuesta en frecuencia corresponderá a las predicciones si $R_i = R_f$ = 10 kΩ. Pero si $R_i = R_f$ = 1 MΩ, la respuesta real en frecuencia será muy distinta a los valores predichos. A medida que se aumenta la frecuencia de E_i (manteniendo constante la amplitud), V_{op} permanece a 100 mV hasta cerca de 20 kHz. Luego V_{op} se eleva a medida que la frecuencia crece hasta el intervalo de 100 a 200 kHz aproximadamente. Por encima de 200 kHz, V_{op} empieza a disminuir. De 300 a 500 kHz, ha disminuido ya a 70 mV.

La razón para esta aparente falta de la teoría estriba en las ecuaciones que no incluyen el efecto de una capacitancia imprevisible de entrada. Siempre que un aislador separa dos conductores, se forma un capacitor. En consecuencia, existen capacidades entre la entrada (–) y (1) tierra, (2) todas las terminales del amplificador operacional, (3) todas las conexiones de los componentes y (4) las terminales del tablero de conexión. La capacitancia neta de la entrada (–) a tierra actúa *como si* el usuario conectara un capacitor parásito de 10 a 15 pF a través de R_i; véase la figura LE10-1. (Nótese que la capacitancia parásita C_{ent} está presente de (–) a tierra. X_{Cent} se coloca en paralelo a R_i y aumenta la ganancia para las frecuencias mayores que 10 a 30 kHz. El remedio consiste en agregar C_f).

Ahora se ve que la ganancia del amplificador es $(R_f + Z_i)/Z_1$, donde $Z_i = R_i \| X_{Cent}$. Al elevarse la frecuencia, X_{Cent} disminuye, reduciendose Z_i y aumentando la ganancia.

El remedio consiste en colocar en paralelo con R_f un capacitor C_f. Este capacitor debería actuar sobre R_f con la misma rapidez con que C_{ent} actúa sobre R_i. El valor de C_f se escoge por tanteo. En teoría, si C_{ent} se conoce, C_f se calcula con

$$R_i C_{in} = R_f C_f \qquad \textbf{(10-8)}$$

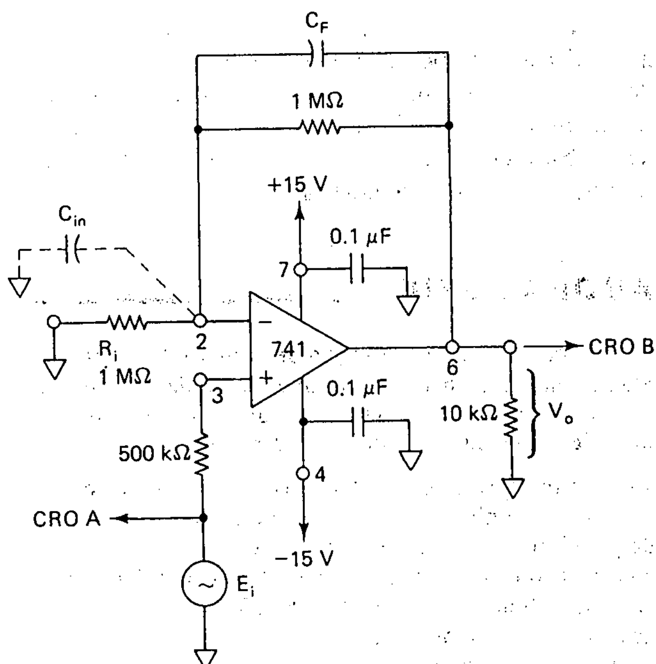


FIGURA LE10-1

Sugerencias practicas de laboratorio

Si un amplificador oscila o exhibe una respuesta en frecuencia impredecible, pruebe una o todas las alternativas siguientes:

1. Acorte las conexiones. Conecte los componentes cerca del amplificador operacional. Mantenga los componentes de salida lejos de los componentes de entrada.
2. Una las patas de suministro del amplificador operacional con capacitores de disco de 0.01 a 0.1 μF, como se advierte en la figura LE10-1. (Pruebe después con capacitores de tantalio de 1 a 10 μF).
3. Disponga el diseño del circuito de modo que las tierras de entrada estén separadas de las tierras de salida y estén conectadas sólo al común de la fuente de alimentación.
4. Si un tablero de conexión universal no da resultados satisfactorios se usará un circuito impreso con un plano de tierra.

PROBLEMAS

10-1. ¿Cuál es la ganancia en lazo abierto de un amplificador operacional 741 a frecuencias muy bajas?

10-2. La ganancia en lazo abierto de cd de un amplificador operacional es 100,000. Obtenga la ganancia en lazo abierto a su frecuencia de corte.

10-3. El tiempo de respuesta transitoria (ganancia unitaria) de un amplificador operacional es 0.07 μs. Encuentre el ancho de banda para pequeña señal.

10-4. Un amplificador operacional tiene un ancho de banda de ganancia unitaria para pequeña señal de 2 MHz. Obtenga su ganancia en lazo abierto a 200 kHz.

10-5. ¿Cuál es la diferencia entre la ganancia en lazo abierto y en lazo cerrado del amplificador operacional?

10-6. ¿Cuál es la ganancia en lazo abierto para el amplificador operacional del problema 10-4 a 2 MHz?

10-7. ¿Cuál es la definición de *tiempo de crecimiento*?

10-8. Un amplificador operacional tiene una ganancia en lazo abierto a cd de 100,000. Se usa como un circuito amplificador inversor con R_f = 100 kΩ, R_i = 10 kΩ. Encuentre la ganancia real en lazo cerrado de cd.

10-9. El amplificador operacional en el problema 10-8 se utiliza como un amplificador no inversor con la misma R_f y R_i. Obtenga la ganancia en lazo cerrado en cd real del amplificador.

10-10. ¿Cuál es el ancho de banda para pequeña señal del amplificador operacional cuya frecuencia de respuesta está dada en la figura 10-1.

10-11. El ancho de banda de ganancia unitaria de un amplificador operacional es 10 MHz. Se usa para hacer un amplificador con una ganancia ideal en lazo cerrado de 100. Encuentre (**a**) el ancho de banda para pequeña señal del amplificador; (**b**) A_{CL} en f_H.

10-12. ¿Con cuánta rapidez puede cambiar la salida de un amplificador operacional en 10 V si su velocidad de respuesta es 1 V/μs?

10-13. Obtenga la frecuencia máxima para un voltaje de salida para una onda senoidal de 10 V pico con un amplificador operacional cuya velocidad de respuesta es 1 V/μs.

10-14. Encuentre la ganancia de ruido para un amplificador inversor con una ganancia de $R_f/R_i = -10$.

10-15. ¿Cuál es la ganancia de ruido para un sumador inversor de cinco entradas?

10-16. El amplificador operacional en el ejemplo 10-9 se cambia por uno cuya velocidad de respuesta es de V/μs. Obtenga su frecuencia máxima de salida a plena potencia. Suponga que $V_{o\,max}$ = 10 V pico.

10-17. ¿El capacitor compensador aumenta o disminuye el ancho de banda de ganancia unitaria?

CAPITULO 11

Filtros activos

OBJETIVOS DE APRENDIZAJE

Al terminar este capítulo sobre filtros activos, el estudiante debe ser capaz de:

- Mencionar las cuatro clasificaciones de filtros y dibujar la curva de respuesta en frecuencia que muestre las bandas de frecuencia que pasan y las que se detienen.
- Diseñar o analizar circuitos para tres tipos de filtros pasabajas, con pendientes de – 20 dB/década, – 40 dB/década y – 60 dB/década.
- Diseñar o analizar circuitos para tres tipos de filtros pasaaltas: de 20, 40 y 60 dB por década de pendiente.
- Colocar en cascada un filtro pasabajas con un filtro pasaaltas para hacer un filtro pasa banda.
- Calcular las frecuencias de corte inferior y superior de un filtro pasa banda o uno de muesca si conoce (1) el ancho de banda y la frecuencia de resonancia, (2) el

ancho de banda y el factor de calidad; (3) la frecuencia de resonancia y el factor de calidad.

- Calcular el factor de calidad, el ancho de banda y la frecuencia de resonancia de un pasabanda o un filtro de muesca para determinadas frecuencias de corte inferior y superior.
- Diseñar un filtro de pasabanda que sólo utilice un amplificador operacional.
- Hacer un filtro de muesca al (1) diseñar un circuito de filtro pasabanda con el mismo ancho de banda y con frecuencia resonante igual a la frecuencia de muesca y (2) al conectar adecuadamente el circuito pasabanda a un sumador inversor.
- Explique como opera un circuito ecualizador en estéreo.

11-0 INTRODUCCION

Un *filtro* es un circuito diseñado para dejar pasar una banda de frecuencias especificada, mientras atenúe todas las señales fuera de esta banda. Los circuitos de filtros pueden ser activos o pasivos. Los *circuitos de filtro pasivos* contienen sólo resistores, inductores y capacitores. Los *filtros activos*, que son el único tipo que se cubre en este texto, emplean transistores o amplificadores operacionales más resistores, inductores y capacitores. Los inductores no se utilizan a menudo en los filtros activos, debido a que son voluminosos, costosos y pueden tener componentes resistivos grandes.

Hay cuatro tipos de filtros: pasabajas, pasaaltas, pasabanda y eliminabanda (también referidos como filtros rechazabanda o de muesca). En la figura 11-1 se ilustran las gráficas de respuesta en frecuencia de los cuatro tipos de filtros. Un filtro pasabajas es un circuito que tiene un voltaje de salida constante desde cd hasta una *frecuencia de corte* f_C. Conforme la frecuencia aumenta arriba de f_C, el voltaje de salida se atenúa. En la figura 11-1(a) se muestra una gráfica de la magnitud del voltaje de salida de un filtro pasabajas en función de la frecuencia. La línea continua es la gráfica para el filtro pasabajas ideal, en tanto que las líneas punteadas indican las curvas para los filtros pasabajas prácticos. El alcance de frecuencias que se *transmiten* se conoce como *pasabanda*. Las frecuencias que se *atenúan* se conoce como *rechazabanda*. La frecuencia de corte, f_C, también se denomina: frecuencia 0.707, frecuencia a – 3 dB o frecuencia de esquina.

Los filtros pasaaltas atenúan el voltaje de salida para todas las frecuencias abajo de la frecuencia de corte f_C. Arriba de f_C, la magnitud del voltaje de salida es constante. La figura 11-1(b) es la gráfica para filtros pasabajas ideal y práctico. La línea continua es la curva ideal, mientras que las curvas punteadas muestran cómo los filtros prácticos pasaaltas pueden desviarse del ideal.

Los filtros pasabanda permiten pasar sólo una banda de frecuencia mientras atenúan todas las demás. Los filtros rechazabanda se comportan exactamente de manera opuesta; esto es, rechazan una banda específica de frecuencia mientras que

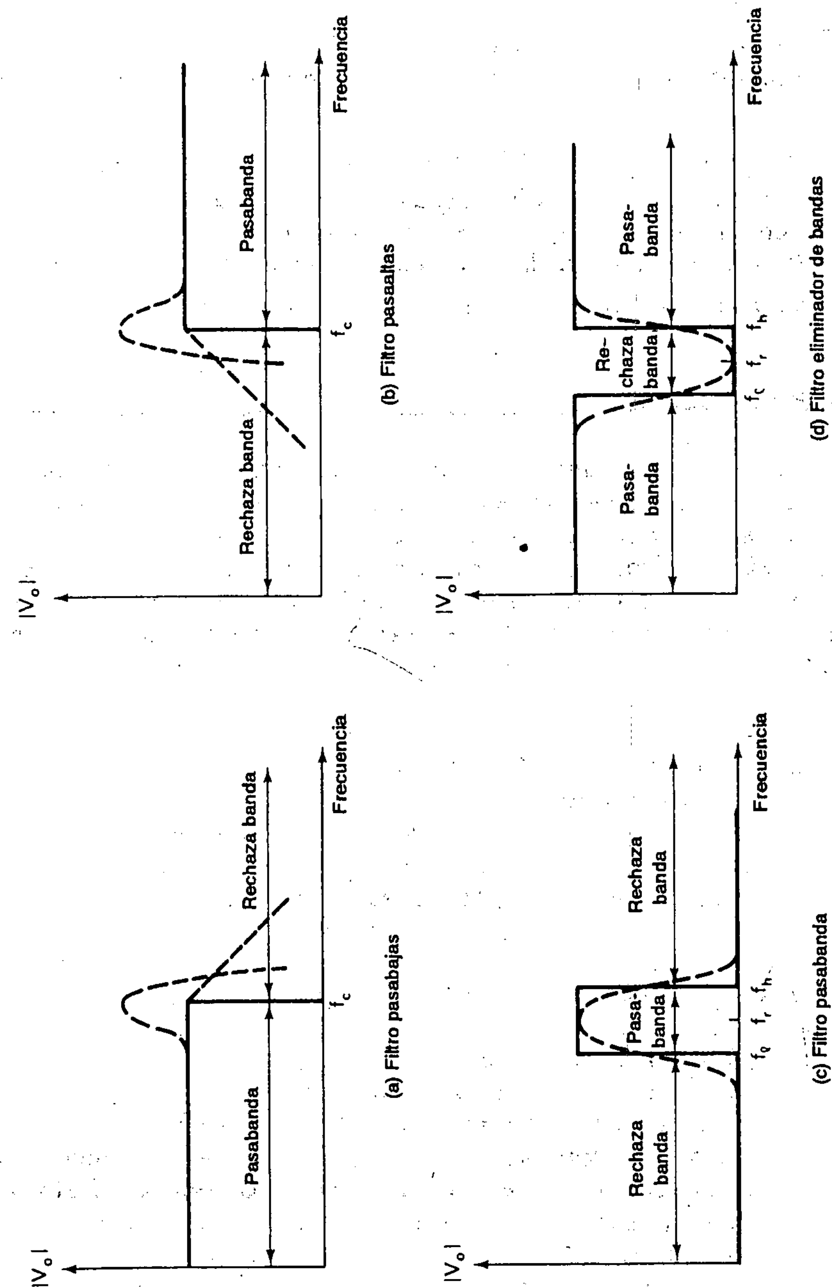


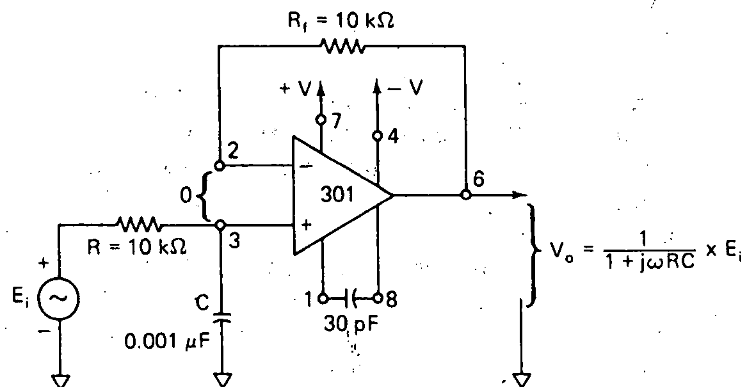
FIGURA 11-1 Respuesta en frecuencia para cuatro categorías de filtros.

pasan todas las que se encuentran fuera de ella. Las gráficas características de respuesta de frecuencia para los filtros pasabanda y rechazabanda, se muestran en la figura 11-1(c) y (d). Como antes, la línea continua representa la gráfica ideal, en tanto que las líneas punteadas muestran las curvas prácticas.

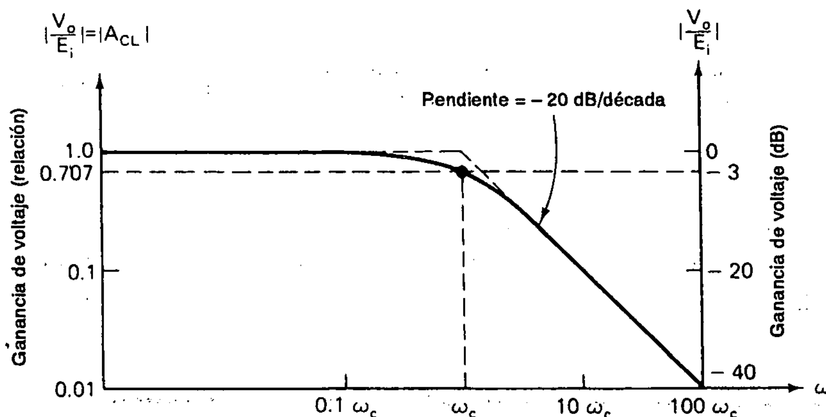
11-1 FILTRO BASICO PASABAJAS

11-1.1 Introducción

El circuito en la figura 11-2(a) es un filtro activo pasabajas de uso común. El filtrado se hace con el circuito *RC* y el amplificador operacional se utiliza como



(a) Filtro de pasabajas con una pendiente de −20 dB/década.



(b) Gráfica de respuesta en frecuencia para el circuito de la parte (a)

FIGURA 11-2 Filtro pasabajas y gráfica de respuesta en frecuencia para un filtro con una pendiente de −20 dB/década.

amplificador de ganancia unitaria. La resistencia R_f es igual a R y se incluye para la desviación de cd. [La reactancia capacitiva es infinita y la trayectoria de resistencia de cd a tierra para ambas terminales de entrada debe ser igual (véase sección (9-4)).

El voltaje diferencial entre 2 y 3 es en esencia, 0 V. Por tanto, el voltaje a través del capacitor C es igual al voltaje de salida V_o, debido a que este circuito es un seguidor de voltaje. E_i se divide entre R y C. El voltaje en el capacitor es igual a V_o y es

$$V_o = \frac{1/j\omega C}{R + 1/j\omega C} \times E_i \tag{11-1a}$$

donde ω es la frecuencia de E_i en radianes por segundo ($\omega = 2\pi f$) y j es igual a $\sqrt{-1}$. Ordenando la ecuación (11-1a) para obtener la ganancia de voltaje de lazo cerrado A_{CL}, se obtiene

$$A_{CL} = \frac{V_o}{E_i} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \tag{11-1b}$$

Para mostrar que el circuito en la figura 11-2(a) es un filtro pasabajas, considere cómo varía A_{CL} en la ecuación (11-1b) conforme cambia la frecuencia. A frecuencias muy bajas, esto es, conforme ω se aproxima a 0, $|A_{CL}| = 1$, y a muy altas frecuencias, conforme ω se aproxima a infinito, $|A_{CL}| = 0$. ($|\cdot|$ significa magnitud).

La figura 11-2(b) representa la gráfica $|A_{CL}|$ en función de ω y se muestra que para frecuencias mayores que la de *corte* ω_c, $|A_{CL}|$ disminuye a una tasa de 20 dB/década. Esto equivale a decir que la ganancia de voltaje se divide entre 10 cuando la frecuencia de ω se incremente por 10.

11-1.2 Diseño del filtro

La frecuencia de corte ω_c se define como la frecuencia de E_i donde $|A_{CL}|$ se reduce a 0.707 veces su valor a baja frecuencia. Este punto importante se expondrá con más detalle en la sección 11-1.3. La frecuencia de corte se evalúa mediante

$$\omega_c = \frac{1}{RC} = 2\pi f_c \tag{11-2a}$$

donde ω_c es la frecuencia de corte en radianes por segundo, f_c es la frecuencia de corte en hertz, R está en ohms y C está en farads. La ecuación (11-2a) puede reordenarse para encontrar R:

$$R = \frac{1}{\omega_c C} = \frac{1}{2\pi f_c C} \tag{11-2b}$$

Ejemplo 11-1

Hágase $R = 10\ k\Omega$ y $C = 0.001\ \mu F$ en la figura 11-2(a); ¿cuál es la frecuencia de corte?

Solución Mediante la ecuación (11-2a),

$$\omega_c = \frac{1}{(10 \times 10^3)(0.001 \times 10^{-6})} = 100 \text{ krad/s}$$

o

$$f_c = \frac{\omega_c}{6.28} = \frac{100 \times 10^3}{6.28} = 15.9 \text{ kHz}$$

Ejemplo 11-2

Para el filtro pasabajas de la figura 11-2(a), calcule R para una frecuencia de corte de 2 kHz y $C = 0.005$ µF.

Solución Con base en la ecuación 11-2(b),

$$R = \frac{1}{\omega_c C} = \frac{1}{(6.28)(2 \times 10^3)(5 \times 10^{-9})} = 15.9 \text{ k}\Omega$$

Ejemplo 11-3

Calcule R de la figura 11-2(a) para una frecuencia de corte de 30 krad/s y C = 0.01 µF.

Solución A partir de la ecuación (11-2b), se tiene

$$R = \frac{1}{\omega_c C} = \frac{1}{(30 \times 10^3)(1 \times 10^{-8})} \simeq 3.3 \text{ k}\Omega$$

Procedimiento de diseño El diseño de un filtro pasabajas semejante al de la figura 11-2(a) se realiza en tres pasos:

1. Se escoge la frecuencia de corte ω_c o bien f_c.
2. Se selecciona el capacitor C, por lo general entre 0.001 y 0.1 µF.
3. Calcule R a partir de la ecuación 11-2b.

11-1.3 Respuesta del filtro

El valor de A_{CL} a ω_c se encuentra al hacer $\omega RC = 1$ en la ecuación (11-1b):

$$A_{CL} = \frac{1}{1 + j1} = \frac{1}{\sqrt{2}\,\angle 45^\circ} = 0.707 \,\angle{-45^\circ}$$

Por tanto, la magnitud de A_{CL} a ω_C es

$$|A_{CL}| = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707 = -3 \text{ dB}$$

y el ángulo de fase es – 45°.

La curva continua en la figura 11-2(b) muestra cómo se desvía la magnitud de la respuesta en frecuencia real respecto a la aproximación en línea recta punteada en la proximidad de ω_C. A 0.1 ω_C, $|A_{CL}| \approx 1$(0 dB), y a 10 ω_C, $|A_{CL}| \approx$ 0.1 (–20 dB). En la tabla 11-1 se presenta la magnitud y el ángulo de fase para diferentes valores de ω entre 0.1 ω_C y 10 ω_C.

Muchas aplicaciones requieren atenuaciones mucho más pronunciadas después de la frecuencia de corte. Una configuración de filtro común que da atenuaciones más pronunciadas es el *filtro Butterworth.*

TABLA 11-1 MAGNITUD Y ANGULO DE FASE PARA EL FILTRO PASA-BAJAS DE LA FIGURA 11-2(a)

ω	$\lvert A_{CL}\rvert$	Angulo de fase (grados)
00.1ω_c	1.0	–6
0.25ω_c	0.97	–14
0.5ω_c	0.89	–27
ω_c	0.707	–45
2ω_c	0.445	–63
4ω_c	0.25	–76
10ω_c	0.1	–84

11-2 INTRODUCCION AL FILTRO BUTTERWORTH

En muchas aplicaciones de filtro pasa-bajo, es necesario que la ganancia en lazo cerrado esté tan próxima como sea posible a 1 dentro del pasabanda. El *filtro Butterworth* es el más adecuado para este tipo de aplicaciones. El filtro Butterworth también se denomina filtro de *máximo plano o filtro plano-plano* y todos los filtros en este capítulo serán del tipo Butterworth. En la figura 11-3 se muestra la respuesta en frecuencia ideal (línea continua) y la práctica (líneas punteadas) para tres tipos de filtros Butterworth. Conforme las pendientes se vuelven más pronunciadas, se aproximan más al filtro ideal.

Dos filtros activos similares al de la figura 11-2(a) pueden acoplarse juntos para dar una atenuación de –40 dB/década. Este podría no ser el diseño más económico, ya que requeriría dos amplificadores operacionales. En la sección 11-3.1 se muestra cómo puede utilizarse un amplificador operacional para construir un

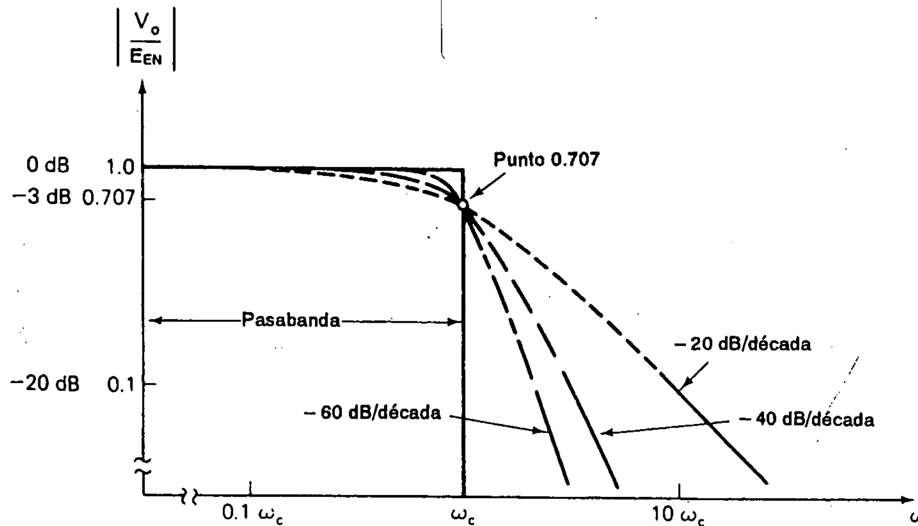


FIGURA 11-3 Gráfica de respuesta en frecuencia para tres tipos de filtros pasabajas Butterworth.

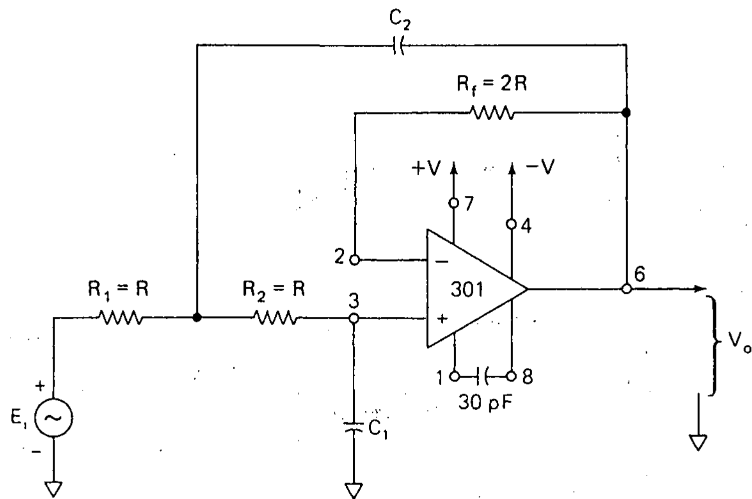
filtro Butterworth para dar una atenuación de – 40 dB/década. En la sección 11-4, un filtro de –40 dB/década se colocará en cascada con un filtro –20 dB/década para producir un filtro de – 60 dB/década.

Los filtros Butterworth no se diseñan para mantener un ángulo de fase constante a la frecuencia de corte. Un filtro básico de pasabajas de –20 dB/década tiene un ángulo de fase de – 45° a ω_C. Un filtro Butterworth de – 40 dB/década tiene un ángulo de fase de – 90° a ω_C y un filtro de – 60 dB/década tiene un ángulo de fase de – 135° a ω_C. Por tanto, para cada incremento de – 20 dB/década, el ángulo de fase se incrementará en – 45° a ω_C. Ahora se procederá a analizar un filtro Butterworth que tiene una atenuación más pronunciada que –20 dB/década.

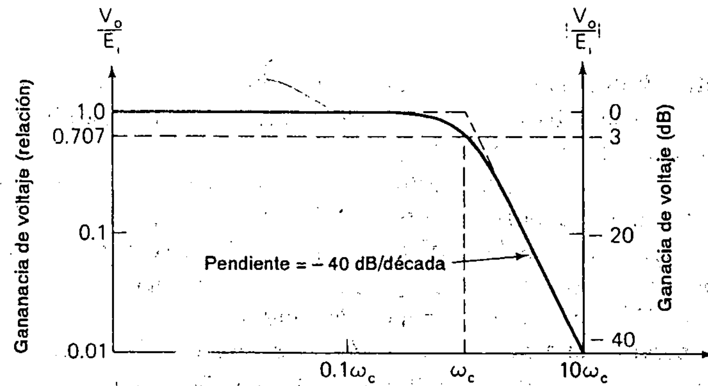
11-3 FILTRO BUTTERWORTH PASABAJAS DE – 40 DB/DECADA

11-3.1 Procedimiento de diseño simplificado

El circuito en la figura 11-4(a) es uno de los filtros pasabajas de uso más común. Produce atenuación de –40 dB/década; esto es, después de la frecuencia de corte, la magnitud de A_{CL} decrece 40 dB cuando ω aumenta a 10 ω_C. La línea continua en la figura 11-4(b) muestra la gráfica de la respuesta en frecuencia real, la cual se explica con detalle en la sección 11-3.2. El amplificador operacional se conecta



(a) Filtro pasabajas con una pendiente de – 40 dB/década



(b) gráfica de respuesta en frecuencia para el filtro pasabajas de la parte (a)

FIGURA 11-4 Circuito y gráfica de respuesta en frecuencia para un filtro pasabajas de –40 dB/década.

para una ganancia unitaria en cd. Se incluye la resistencia R_f para la desviación de cd, como se explicó en la sección 9-4. Ya que el circuito del amplificador operacional básicamente es un seguidor de voltaje (amplificador de ganancia unitaria), el voltaje a través de C_1 es igual al voltaje de salida V_o.

El diseño del filtro pasabajas de la figura 11-4(a) se simplifica en gran medida al hacer las resistencias R_1 y R_2 iguales a R. Hay sólo cinco pasos en el procedimiento de diseño.

Procedimiento de diseño

1. Seleccione la frecuencia de corte ω_C o bien f_C.
2. Escoja C_1; seleccione un valor adecuado entre 100 pF y 0.1 μF.
3. Haga $C_2 = 2C_1$.
4. Calcule

$$R = \frac{0.707}{\omega_c C} \tag{11-3}$$

5. Seleccione $R_f = 2R$.

Ejemplo 11-4

Determine R_1 y R_2 en la figura 11-4(a) para una frecuencia de corte de 1 kHz. Sea $C_1 = 0.01$ μF.

Solución Escoja $C_2 = 2C_1 = 2(0.01\ \mu F) = 0.02\ \mu F$. Seleccione $R_1 = R_2 = R$ a partir de la ecuación (11.3):

$$R = \frac{0.707}{(6.28)(1 \times 10^3)(0.01 \times 10^{-6})} = 11{,}258\ \Omega$$

y

$$R_f = 2(11{,}258\ \Omega) = 22{,}516\ \Omega$$

11-3.2 Respuesta del filtro

La curva punteada en la figura 11-4(b) muestra que el filtro en la figura 11-4(a) no sólo tiene una atenuación más pronunciada después de ω_C que el filtro que se muestra en la figura 11-2(a), sino que además se mantiene a 0 dB casi hasta $0.25\ \omega_C$. Los ángulos de fase para el circuito en la figura 11-4(a) varían desde 0° a ω 0 rad/s (condición cd) hasta –180° conforme ω se acerca a ∞ (infinito). En la tabla 11-2 se compara la magnitud y el ángulo de fase para los filtros pasa-bajo de las figuras 11-2(a) y 11-4(a) desde $0.1\ \omega_C$ hasta $10\ \omega_C$.

El siguiente filtro pasabajas coloca en cascada al filtro de la figura 11-2(a), con el filtro de la figura 11-4(a) para producir una atenuación de – 60 dB/década. Como se mostrará, las resistencias son los únicos valores que tienen que calcularse.

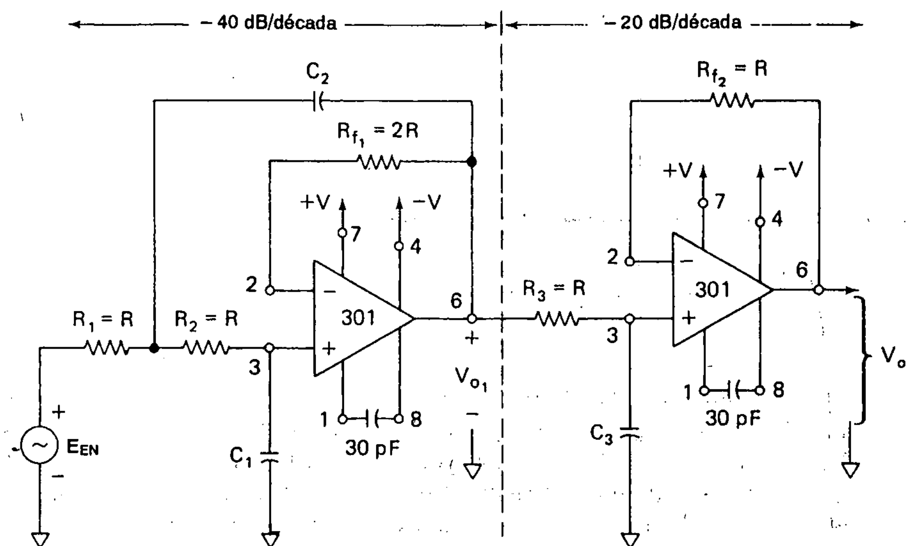
TABLA 11-2 MAGNITUD Y ANGULO DE FASE PARA LAS FIGURAS 11-2(a) Y 11-4(a)

ω	$\lvert A_{CL} \rvert$		Angulo de fase (grados)	
	–20 dB/década; figura 11-2(a)	–40 dB/década; figura 11-4(a)	Figura 11-2(a)	Figura 11-4(a)
$00.1\omega_c$	1.0	1.0	–6	–8
$0.25\omega_c$	0.97	0.998	–14	–21
$0.5\omega_c$	0.89	0.97	–27	–43
ω_c	0.707	0.707	–45	–90
$2\omega_c$	0.445	0.24	–63	–137
$4\omega_c$	0.25	0.053	–76	–143
$10\omega_c$	0.1	0.01	–84	–172

11-4 FILTRO BUTTERWORTH PASABAJAS DE –60 DB/DECADA

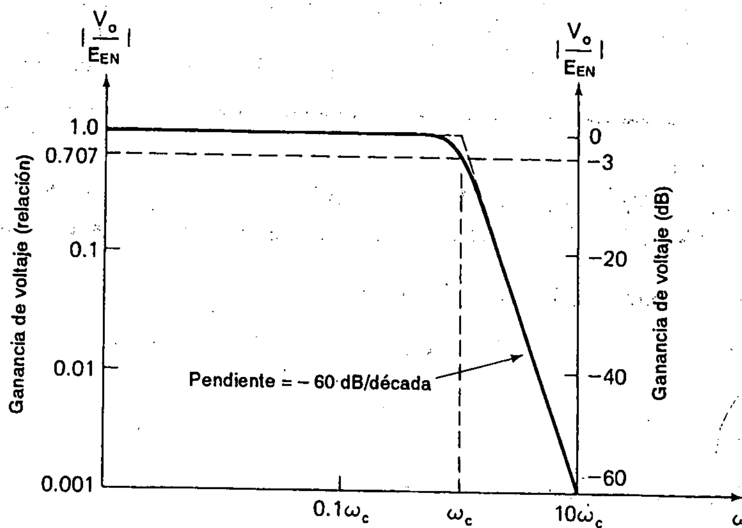
11-4.1 Procedimiento simplificado de diseño

El filtro pasabajas en la figura 11-5(a) está construido con un filtro pasabajas de –40 dB/década en cascada con otro de –20 dB/década para dar una atenuación global de – 60 dB/década. La ganancia global en lazo cerrado = A_{CL} es la ganancia del primer filtro multiplicado por la ganancia del segundo, o sea



(a) Filtro pasabajas con una pendiente de – 60 dB/década

FIGURA 11-5 Filtro de pasabajas diseñado para un pendiente de –60 dB/década y gráfica de respuesta en frecuencia correspondiente.



(b) Gráfica de respuesta en frecuencia para el circuito de la parte (a)

FIGURA 11-5 *(Cont.)*

$$A_{CL} = \frac{V_o}{E_i} = \frac{V_{o1}}{E_i} \times \frac{V_o}{V_{o1}} \tag{11-4}$$

Para un filtro Butterworth, la magnitud de A_{CL} debe ser 0.707 en ω_C. Para garantizar que la respuesta en frecuencia es plana en la pasa banda, deben seguirse los siguientes pasos de diseño.

Procedimiento de diseño

1. Escoja la frecuencia de corte, ω_C o bien f_C.
2. Seleccione C_3; escoja un valor adecuado entre 0.001 y 0.1 μF.
3. Haga que

$$C_1 = \tfrac{1}{2}C_3 \qquad \text{y} \qquad C_2 = 2C_3 \tag{11-5}$$

4. Calcule

$$R = \frac{1}{\omega_c C_3} \tag{11-6}$$

5. Haga $R_1 = R_2 = R_3 = R$.

6. $R_{f1} = 2R$ y $R_{f2} = R$. Para obtener resultados óptimos, el valor de R deberá estar comprendido entre 10 y 100 kΩ. Si el valor de R se encuentra fuera de este intervalo, hay que regresar y seleccionar un nuevo valor de C_3.

Ejemplo 11-5

Para el filtro pasa-bajo de –60 dB/década de la figura 11-5(a), determine los valores de C_1, C_2, y R para una frecuencia de corte de 1 kHz. Sea $C_3 = 0.01\ \mu$F.

Solución A partir de la ecuación (11-5),

$$C_1 = \tfrac{1}{2}C_3 = \tfrac{1}{2}(0.01\ \mu\text{F}) = 0.005\ \mu\text{F}$$

y

$$C_2 = 2C_3 = 2(0.01\ \mu\text{F}) = 0.02\ \mu\text{F}$$

Con base en la ecuación (11-6),

$$R = \frac{1}{(6.28)(1 \times 10^3)(0.01 \times 10^{-6})} = 15{,}915\ \Omega$$

El ejemplo 11-15 muestra que el valor de R en la figura 11-5(a) es diferente a los de la figura 11-4(a), si bien la frecuencia de corte es la misma. Esto es necesario para que $|A_{CL}|$ se mantenga en 0 dB en la pasa banda hasta que casi se alcance la frecuencia de corte; entonces $|A_{CL}| = 0.707$ en ω_c.

11-4.2 Respuesta del filtro

La línea continua en la figura 11-5(b) es la gráfica real de la respuesta en frecuencia para la figura 11-5(a). La curva punteada en las inmediaciones muestra la aproximación en línea recta. La tabla 11-3 compara las magnitudes de A_{CL} para los tres filtros pasabajas que se presentan en este capítulo. Obsérvese que la A_{CL}

TABLA 11-3 $|A_{CL}|$ PARA LOS FILTROS PASA-BAJAS DE LAS FIGURAS 11-2(a) Y 11-5(a)

ω	–20 dB/década; figura 11-2(a)	–40 dB/década; figura 11-4(a)	–60 dB/década; figura 11-5(a)
$00.1\omega_c$	1.0	1.0	1.0
$0.25\omega_c$	0.97	0.998	0.999
$0.5\omega_c$	0.89	0.97	0.992
ω_c	0.707	0.707	0.707
$2\omega_c$	0.445	0.24	0.124
$4\omega_c$	0.25	0.053	0.022
$10\omega_c$	0.1	0.01	0.001

TABLA 11-4 ANGULOS DE FASE PARA LOS FILTROS PASA-BAJAS DE LAS FIGURAS 11-2(a), 11-4(a) Y 11-5(a)

ω	−20 dB/década; figura 11-2(a)	−40 dB/década; figura 11-4(a)	−60 dB/década; figura 11-5(a)
$00.1\omega_c$	−6°	−8°	−12°
$0.25\omega_c$	−14°	−21°	−29°
$0.5\omega_c$	−27°	−43°	−60°
ω_c	−45°	−90°	−135°
$2\omega_c$	−63°	−137°	−210°
$4\omega_c$	−76°	−143°	−226°
$10\omega_c$	−84°	−172°	−256°

para la figura 11-5(a) permanece bastante cercana a 1 (0 dB) hasta la frecuencia de corte, ω_C; entonces ocurre la atenuación pronunciada. Los ángulos de fase para el filtro pasabajas en la figura 11-5(a) varían desde 0° en $\omega = 0$ (condición dB) a −270° conforme ω se aproxima a ∞. En la tabla 11-4 se comparan los ángulos de fase para los tres filtros pasa-bajo.

11-5 FILTROS BUTTERWORTH PASAALTAS

11-5.1 Introducción

Un filtro pasaaltas es un circuito que atenúa todas las señales abajo de una frecuencia de corte ω_C especificada y deja pasar todas las señales cuyas frecuen-

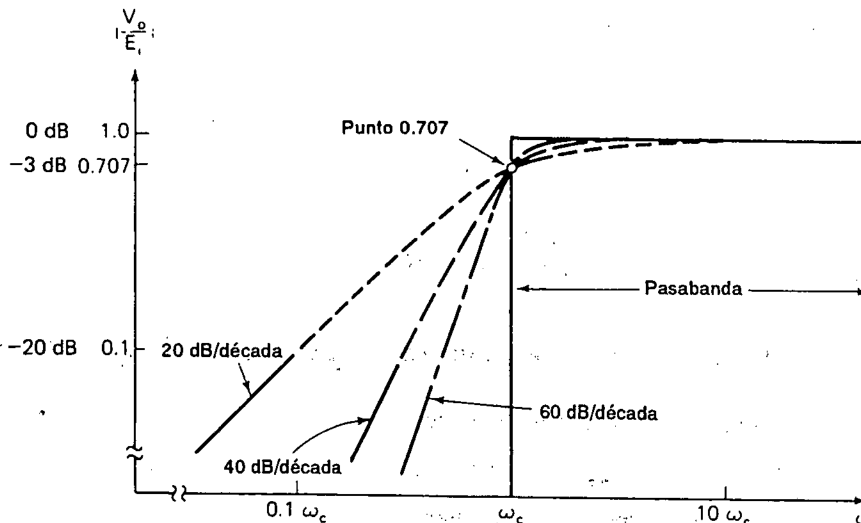


FIGURA 11-6 Comparación de respuesta en frecuencia de tres filtros pasa-altas Butterworth

cias están arriba de la frecuencia de corte. En consecuencia, el filtro pasaaltas realiza la función opuesta al pasabajas.

La figura 11-6 es una gráfica de la magnitud de la ganancia en lazo cerrado en función de ω para tres tipos de filtros Butterworth. El ángulo de fase para un circuito de 20 dB/década es + 45° a ω_c. El ángulo de fase a la frecuencia de corte *aumenta* + 45° por cada *aumento* de 20 dB/década. Los ángulos de fase para estos tres tipos de filtros pasaaltas se comparan en la sección 11-5.5.

En este texto, el diseño de filtros pasaaltas será similar al de los pasabajas. De hecho, la única diferencia es la posición de los capacitores y resistencias de filtrado.

11-5.2 Filtro de 20 dB/década

Compare el filtro pasaaltas en la figura 11-7(a) con el pasabajas de la figura 11-2(a) y observe que C y R están intercambiados. La resistencia de retroalimentación R_f se incluye para minimizar la desviación de cd. Ya que el amplificador operacional está conectado como un seguidor de ganancia unitaria en la figura 11-7(a), el voltaje de salida V_o iguala al voltaje a través de R y se expresa por

$$V_o = \frac{1}{1 - j(1/\omega RC)} \times E_i \qquad \textbf{(11-7)}$$

Cuando ω se aproxima a 0 rad/s en la ecuación (11-7), V_o se aproxima a 0 V. A frecuencias altas, conforme ω se aproxima a infinito, V_o se hace igual a E_i dado que el circuito no es un filtro ideal, la respuesta en frecuencia tampoco lo es, como se muestra por la figura 11-7(b). La línea continua es la respuesta real, en tanto que las líneas punteadas muestran la aproximación en línea recta. La magnitud de la ganancia en lazo cerrado es igual a 0.707 cuando $\omega RC = 1$. Por tanto, la frecuencia de corte ω_c está dada por

$$\omega_c = \frac{1}{RC} = 2\pi f_c \qquad \textbf{(11-8a)}$$

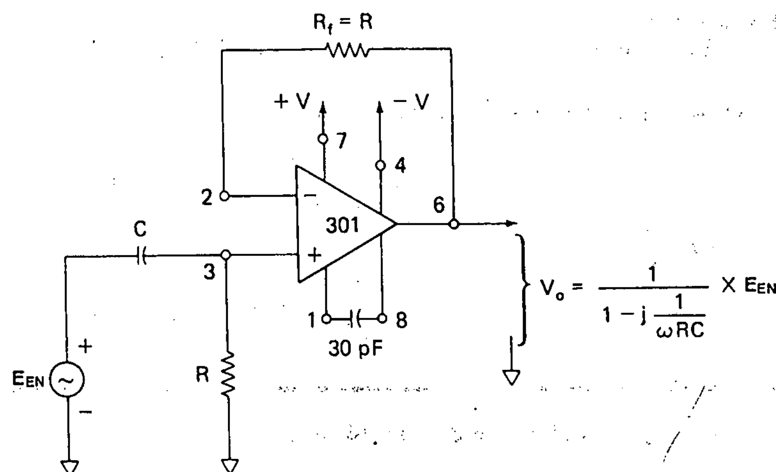
o bien

$$R = \frac{1}{\omega_c C} = \frac{1}{2\pi f_c C} \qquad \textbf{(11-8b)}$$

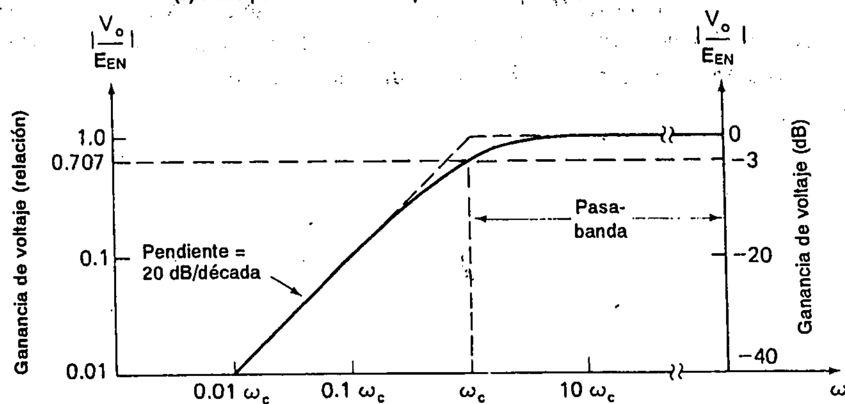
La razón para despejar R y no C en la ecuación (11-8b) es que es más fácil ajustar R que C. Los pasos necesarios en el diseño de la figura 11-7(a) son los siguientes:

Procedimiento de diseño para filtros pasaaltas de 20 dB/década

1. Escoja la frecuencia de corte, ω_c o f_c.
2. Elija un valor conveniente de C, por lo general entre 0.001 y 0.1 μF.
3. Calcule R mediante la ecuación (11-8b).
4. Escoja $R_f = R$.



(a) Filtro pasaaltas con una pendiente de 20 dB/década



(b) Respuesta en frecuencia para (a)

FIGURA 11-7 Filtro pasa-altas básico, 20 dB/década.

Ejemplo 11-6

Calcule R en la figura 11-7(a) si $C = 0.002\ \mu F$ y $f_C = 10$ kHz.

Solución Mediante la ecuación (11-8b)

$$R = \frac{1}{(6.28)(10 \times 10^3)(0.002 \times 10^{-6})} = 8\ k\Omega$$

Ejemplo 11-7
En la figura 11-7(a) si $R = 22\ k\Omega$ y $C = 0.01\ \mu F$, calcule (a) ω_C y (b) f_C.

Solución (a) Mediante la ecuación (11-8a)

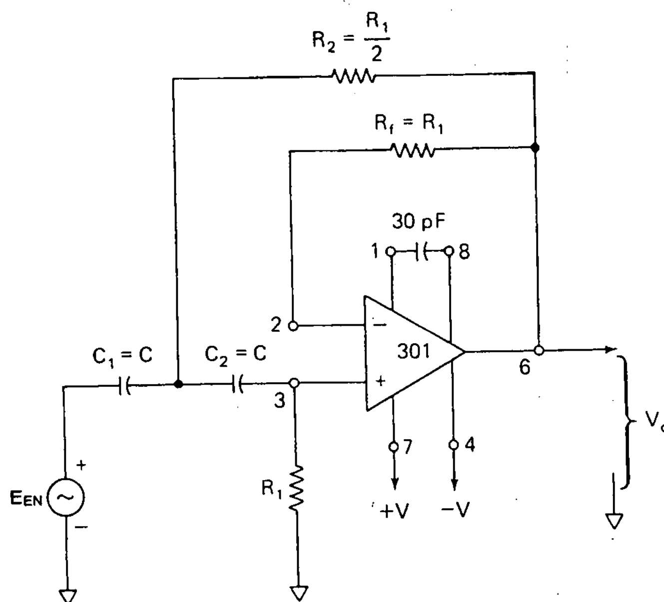
$$\omega_c = \frac{1}{(22 \times 10^3)(0.01 \times 10^{-6})} = 4.54 \text{ krad/s}$$

(b)

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{4.54 \times 10^3}{6.28} = 724 \text{ Hz}$$

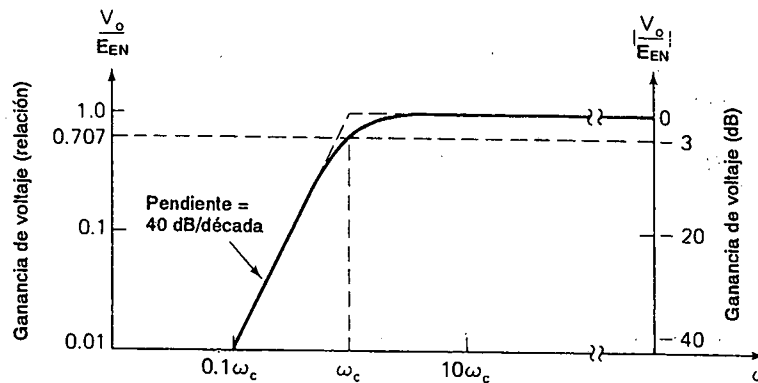
11-5.3 Filtro de 40 dB/década

El circuito en la figura 11-8(a) va a diseñarse como filtro Butterworth pasaaltas con atenuación de 40 dB/década abajo de la frecuencia de corte, ω_C. Para satisfacer los criterios de Butterworth, la respuesta en frecuencia debe ser 0.707 a ω_C y estar a 0 dB en la pasa banda. Estas condiciones se cumplirán si se sigue el procedi-



(a) Filtro pasaaltas con una atenuación de 40 dB/década

FIGURA 11-8 Circuito y respuesta en frecuencia para un pasa-altas Butterworth de 40 dB/década.



(b) Respuesta en frecuencia para el circuito de la parte (a)

FIGURA 11-8 (Cont.)

miento de diseño que se presenta a continuación:

Procedimiento de diseño para filtros pasaaltas 40 dB/década

1. Escoja una frecuencia de corte, ω_C o f_C.

2. Haga $C_1 = C_2 = C$ y elija un valor conveniente.

3. Calcule R_1 mediante.

$$R_1 = \frac{1.414}{\omega_c C} \tag{11-9}$$

4. Elija

$$R_2 = \tfrac{1}{2}R_1 \tag{11-10}$$

5. Para minimizar la cd desviada, haga $R_f = R_1$.

Ejemplo 11-8
En la figura 11-8(a), haga $C_1 = C_2 = 0.01\ \mu$F. Calcule (a) R_1 y (b) R_2 para una frecuencia de corte de 1 kHz.

Solución (a) Mediante la ecuación (11-9)

$$R_1 = \frac{1.414}{(6.28)(1 \times 10^3)(0.01 \times 10^{-6})} = 22.5\ \text{k}\Omega$$

(b) $R_2 = \frac{1}{2}(22.5\ \text{k}\Omega) = 11.3\ \text{k}\Omega$.

Ejemplo 11-9

Calcule (a) R_1 y (b) R_2 en la figura 11-8(a) para una frecuencia de corte de 80 krad/s. $C_1 = C_2 = 125$ pF.

Solución (a) Mediante la ecuación (11-9)

$$R_1 = \frac{1.414}{(80 \times 10^3)(125 \times 10^{-12})} = 140 \text{ k}\Omega$$

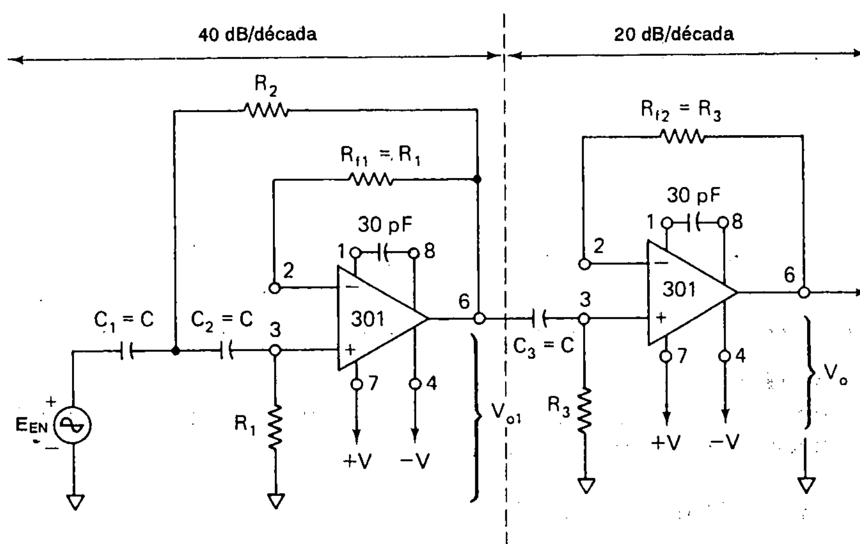
(b) $R_2 = \frac{1}{2}(140 \text{ k}\Omega) = 70 \text{ k}\Omega$.

11-5.4 Filtro de 60 dB/década

En forma similar al filtro pasabajas de la figura 11-5, un filtro pasabajas de 60 dB/década puede construirse formando una configuración en cascada con un filtro de 40 dB/década con uno de 20 dB/década. Este circuito (al igual que otros filtros pasaaltas y bajas) se diseña como un filtro Butterworth para tener la respuesta en frecuencia que se muestra en la figura 11-9(b). Los pasos de diseño para la figura 11-9(a) son:

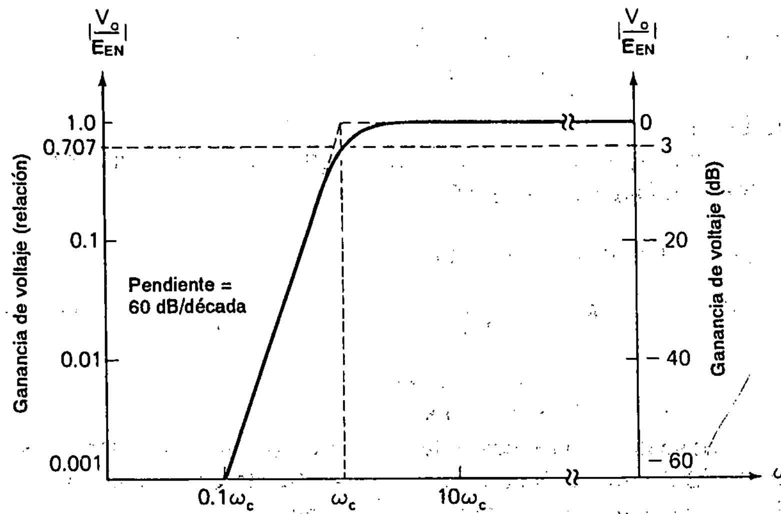
Procedimiento de diseño para filtros pasaaltas 60 dB/década

1. Escoja la frecuencia de corte, ω_c o f_c.



(a) Filtro pasaaltas con una pendiente de 60 dB/década

FIGURA 11-9 Circuito y respuesta en frecuencia para un filtro de pasa-altas Butterworth de 60 dB/década.



(b) Gráfica de respuesta en frecuencia para el circuito de la parte (a)

FIGURA 11-9 *(Cont.)*

2. Haga $C_1 = C_2 = C_3 = C$ y elija un valor conveniente, entre 100 pF y 0.1 μF.

3. Calcule R_3 mediante

$$R_3 = \frac{1}{\omega_c C} \tag{11-11}$$

4. Haga

$$R_1 = 2R_3 \tag{11-12}$$

5. Haga

$$R_2 = \tfrac{1}{2}R_3 \tag{11-13}$$

6. Para minimizar la desviación de corriente de cd, hágase $R_{f1} = R_1$ y $R_{f2} = R_3$.

Ejemplo 11-10
Según la figura 11-9(a), haga $C_1 = C_2 = C_3 = C = 0.1$ μF. Determine (a) R_3, (b) R_1, y (c) R_2 para $\omega_c = 1$ krad/s ($f_c = 159$ Hz.).

Solución (a) De la ecuación (11-11)

$$R_3 = \frac{1}{(1 \times 10^3)(0.1 \times 10^{-6})} = 10 \text{ k}\Omega$$

(b) $R_1 = 2R_3 = 2(10\ \text{k}\Omega) = 20\ \text{k}\Omega$.
(c) $R_2 = \frac{1}{2}R_3 = \frac{1}{2}(10\ \text{k}\Omega) = 5\ \text{k}\Omega$.

Ejemplo 11-11
Determine (a) R_3, (b) R_1 y (c) R_2 en la figura 11-9(a) para una frecuencia de corte de 60 kHz. Haga $C_1 = C_2 = C_3 = C = 220$ pF.

Solución (a) Mediante la ecuación (11-11)

$$R_3 = \frac{1}{(6.28)(60 \times 10^3)(220 \times 10^{-12})} = 12\ \text{k}\Omega$$

(b) $R_1 = 2R_3 = 2(12\ \text{k}\Omega) = 24\ \text{k}\Omega$.
(c) $R_2 = \frac{1}{2}R_3 = \frac{1}{2}(12\ \text{k}\Omega) = 6\ \text{k}\Omega$.

Si se desea, la sección de 20 dB/década puede quedar antes de la sección de 40-dB/década, debido a que los amplificadores operacionales proporcionan aislamiento y no representan una carga uno a otro.

11-5.5 Comparación de las magnitudes y ángulos de fase

En la tabla 11-5 se comparan las magnitudes de la ganancia en lazo cerrado para los tres filtros pasaaltas. Para cada incremento de 20 dB/década, el circuito no sólo tiene una atenuación más pronunciada abajo de ω_c sino que también permanece más cercano a 0 dB arriba de ω_c.

El ángulo de fase para un filtro pasaaltas Butterworth de 20 dB/década es 45° a ω_c. Para un filtro de 40 dB/década es 90° y para un filtro de 60 dB/década es 135°. En la tabla 11-6 se muestran otros ángulos de fase en la proximidad de ω_c para los tres filtros.

TABLA 11-5 COMPARACION DE $|A_{CL}|$ PARA LAS FIGURAS 11-7(a), 11-8(a) Y 11-9(a)

ω	20 dB/década; figura 11-7(a)	40 dB/década; figura 11-8(a)	60 dB/década; figura 11-9(a)
$00.1\omega_c$	0.1	0.01	0.001
$0.25\omega_c$	0.25	0.053	0.022
$0.5\omega_c$	0.445	0.24	0.124
ω_c	0.707	0.707	0.707
$2\omega_c$	0.89	0.97	0.992
$4\omega_c$	0.97	0.998	0.999
$10\omega_c$	1.0	1.0	1.0

TABLA 11-6 COMPARACION DE ANGULOS DE FASE PARA LOS FILTROS 11-7(a), 11-8(a) Y 11-9(a)

ω	20 dB/década; figura 11-7(a)	40 dB/década; figura 11-8(a)	60 dB/década; figura 11-9(a)
$00.1\omega_c$	84°	172°	256°
$0.25\omega_c$	76°	143°	226°
$0.5\omega_c$	63°	137°	210°
ω_c	45°	90°	135°
$2\omega_c$	27°	43°	60°
$4\omega_c$	14°	21°	29°
$10\omega_c$	6°	8°	12°

11-6 INTRODUCCION A LOS FILTROS PASA-BANDA

11-6.1 Respuesta en frecuencia

Un filtro pasabanda es un selector de frecuencia. Permite seleccionar o pasar únicamente una banda particular de frecuencias de entre otras que pueden estar presentes en un circuito. En la figura 11-10 se muestra su respuesta normalizada en frecuencia. Este tipo de filtro posee una ganancia máxima a una frecuencia resonante f_r. En este capítulo todos los filtros pasabanda tendrán una ganancia de 1 o 0 dB en f_r. Hay una frecuencia por debajo de f_r en la que la ganancia cae a

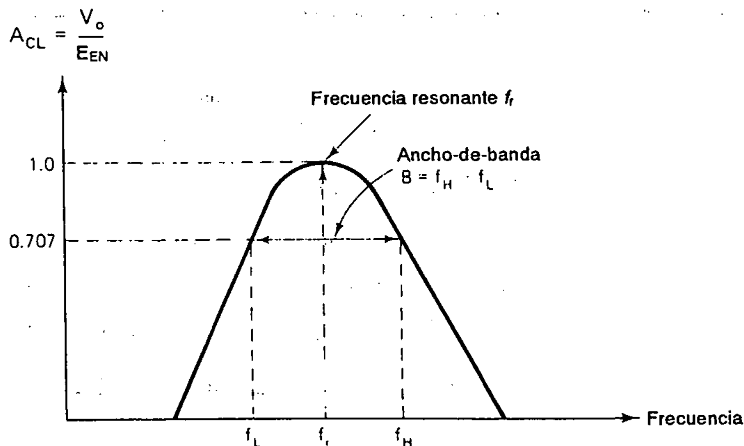


FIGURA 11-10 Un filtro pasa-banda tiene una ganancia máxima a la frecuencia de resonancia f_r. La banda de frecuencias transmitidas queda entre f_L y f_H.

0.707. Es la *frecuencia inferior de corte*, f_L. En la *frecuencia de corte mayor*, f_H, la ganancia también es igual a 0.707, como en la figura 11-10.

11-6.2 Ancho de banda

El intervalo de frecuencias entre f_L y f_H recibe el nombre de *ancho de banda B* o bien

$$B = f_H - f_L \tag{11-14}$$

El ancho de banda no está exactamente centrado en la frecuencia de resonancia. (por ello utilizamos el nombre tradicional "frecuencia de resonancia" y no "frecuencia central" para designar f_r).

Cuando se conocen los valores de f_L y f_H, la frecuencia de resonancia se puede obtener a partir de

$$f_r = \sqrt{f_L f_H} \tag{11-15}$$

Si se conoce la frecuencia de resonancia, f_r y el ancho de banda B, es posible calcular las frecuencia de corte mediante

$$f_L = \sqrt{\frac{B^2}{4} + f_r^2} - \frac{B}{2} \tag{11-16a}$$

$$f_H = f_L + B \tag{11-16b}$$

Ejemplo 11-12

Un filtro de voz pasa-banda presenta frecuencias inferiores y superiores de corte de 300 y 3000 Hz. Calcule (a) el ancho de banda; (b) la frecuencia de resonancia.

Solución (a) A partir de la ecuación (11-14),

$$B = f_H - f_L = (3000 - 300) = 2700 \text{ Hz}$$

(b) Con base en la ecuación (11-15),

$$f_r = \sqrt{f_L f_H} = \sqrt{(300)(3000)} = 948.7 \text{ Hz}$$

[Nótese que f_r siempre está *abajo* de la frecuencia central de (3000 + 300) /2 = 1650 Hz.]

Ejemplo 11-13

Un filtro pasabanda tiene una frecuencia de resonancia de 950 Hz y un ancho de banda de 2,700 Hz. Halle sus frecuencias de corte inferior y superior.

Solución De la ecuación (11-16a),

$$f_L = \sqrt{\frac{B^2}{4} + f_r^2} - \frac{B}{2} = \sqrt{\frac{(2700)^2}{4} + (950)^2} - \frac{2700}{2}$$

$$= 1650 - 1350 = 300 \text{ Hz}$$

A partir de la ecuación (11-16b), $f_H = 300 + 2{,}700 = 3{,}000$ Hz.

11-6.3 Factor de calidad

El *factor de calidad* Q se define como la relación entre la frecuencia de resonancia y el ancho de banda o sea

$$Q = \frac{f_r}{B} \tag{11-17}$$

Q es una medida de *selectividad* del filtro pasabanda. Un Q alto indica que el filtro selecciona una banda de frecuencias más pequeña (es más selectivo).

11-6.4 Filtros de banda angosta y de banda ancha

Un filtro de banda ancha tiene un ancho de banda de dos o más veces la frecuencia de resonancia. En otras palabras, $Q \leq 0.5$ en el caso de filtros de banda ancha. En general, esta clase de filtros se construyen poniendo en cascada un circuito de filtro pasa-bajas con un circuito de filtro pasa-altas. Este tema se explica en la siguiente sección. Un filtro de banda-angosta ($Q > 0.5$) casi siempre puede construirse en una sola etapa. Este tipo de filtro se describe en la sección 11-8.

Ejemplo 11-14

Encuentre el factor de calidad de un filtro de voz que tiene un ancho de banda de 2700 Hz y una frecuencia de resonancia de 950 Hz (véanse los ejemplos 11-12 y 11-13).

Solución A partir de la ecuación (11-7),

$$Q = \frac{f_r}{B} = \frac{950}{2700} = 0.35$$

Este filtro puede clasificarse como de banda ancha, porque $Q < 0.5$.

11-7 FILTRO BASICO DE BANDA ANCHA

11-7.1 En cascada

Cuando la salida de un circuito está conectada en serie con la entrada de un segundo circuito, al proceso se le llama etapas de ganancia *en cascada*. En la figura 11-11, la primera etapa es un filtro pasabajas de 3000 Hz (sección 11-3). Su salida está conectada a la entrada de un filtro pasaaltas de 300 Hz (sección 11-5.3). El par de filtros activos en cascada forman ahora un filtro pasabanda desde la entrada E_i hasta la salida V_o. Nótese que no importa si el pasaaltas está conectado al pasabajas o a la inversa.

11-7.2 Circuito del filtro de bandaancha

En general un filtro de banda ancha ($Q \leq 0.5$) se construye poniendo en cascada un filtro pasabajas y uno pasaaltas (figura 11-11). Las frecuencias de corte de las secciones pasaaltas y pasabajas *no deben traslaparse* y ambas deben tener la misma ganancia en la pasa banda. Más aún, la frecuencia de corte del filtro pasabajas debe ser 10 o más veces la frecuencia de corte del filtro pasaaltas.

Para filtros pasaaltas y pasabajas en cascada, el filtro de banda ancha resultante tiene las siguientes características:

1. La frecuencia de corte inferior, f_L queda determinada sólo por el filtro pasaaltas.
2. La frecuencia de corte superior f_H queda establecida sólo por el filtro pasabajas.
3. La ganancia será máxima a la frecuencia de resonancia, f_r, igual a la ganancia de la pasabanda.

A continuación se ejemplifican los principios anteriores.

11-7.3 Respuesta en frecuencia

En la figura 11-11 la respuesta en frecuencia del filtro básico pasabajas de 3000 Hz y de – 40 dB/década se grafica como una línea punteada. La respuesta en frecuencia del filtro pasaaltas de 300 Hz se grafica como línea llena. La atenuación del filtro pasaaltas de 40 dB/década determina f_L y la de – 40 dB/década del filtro pasabajas determina f_H. Ambas atenuaciones constituyen la curva de respuesta en frecuencia del filtro pasabanda, V_o en función de f. Observe que las frecuencias de resonancia, de corte, tanto alta como baja, y el ancho de banda concuerdan exactamente con los valores calculados en los ejemplos 11-12 y 11-13. En la sección 11-8 se introducirán los filtros angostos pasabanda y en las 11-9 y 11-10, se explican los filtros de muesca.

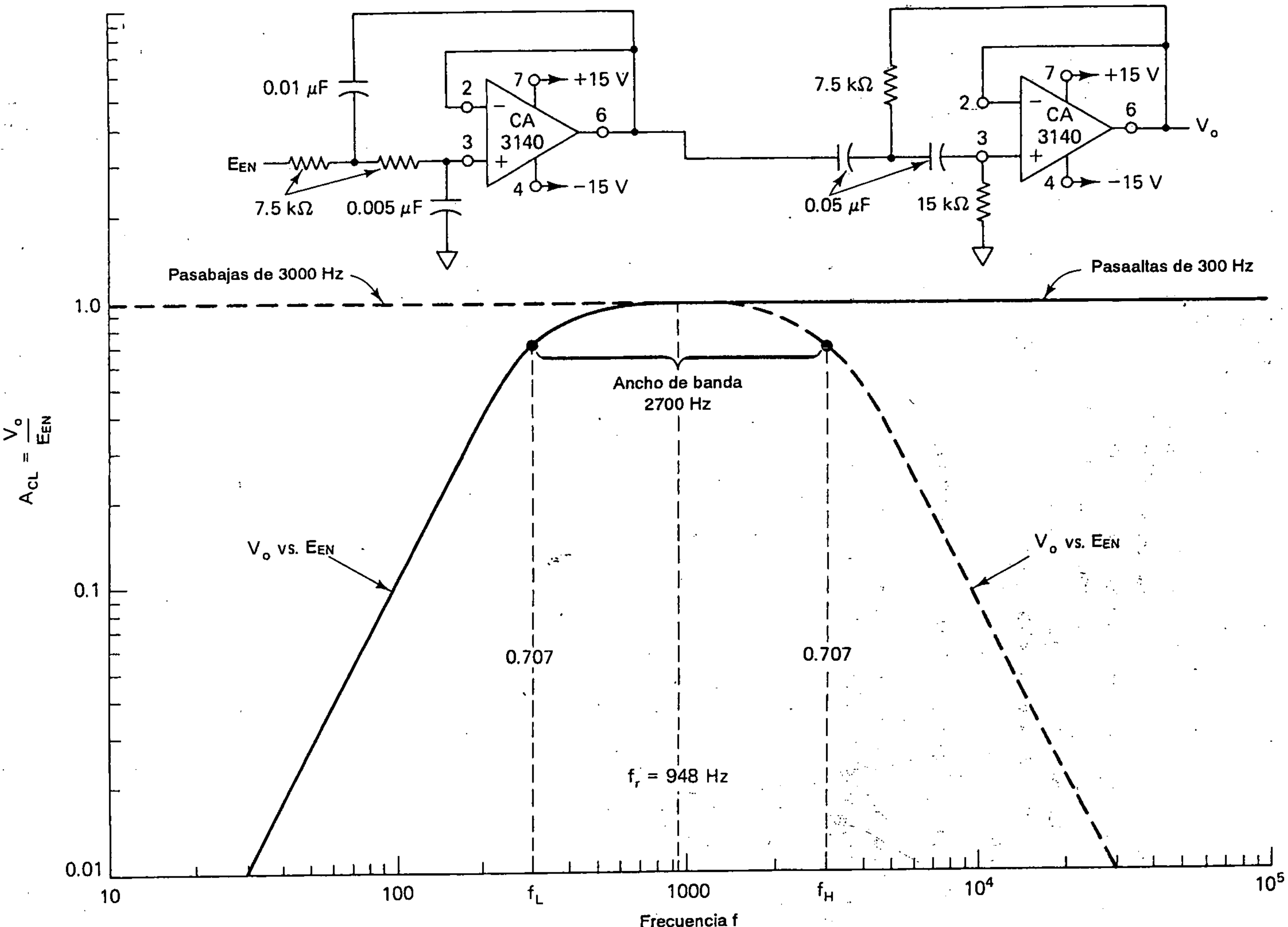


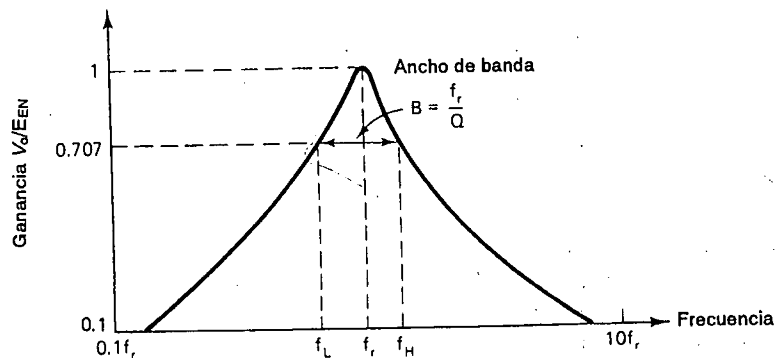
FIGURA 11-11 Un filtro pasa-bajas de segundo orden de 3000 Hz se coloca en cascada con un filtro pasa-altas de 300 Hz para formar un filtro de voz pasa-banda de 300 a 3000 Hz.

11-8 FILTROS PASABANDA DE BANDA ANGOSTA

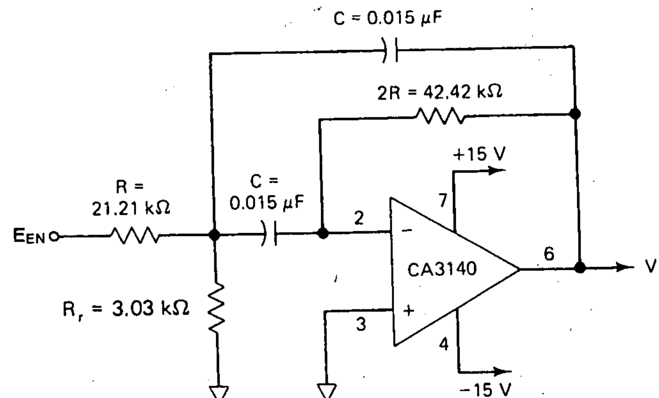
Los filtros de banda angosta presentan la típica respuesta en frecuencia que se observa en la figura 11-12(a). El análisis y la construcción de esos filtros, se simplifica mucho al estipularse que el filtro de banda angosta tendrá una ganancia máxima de 1 ó 0 dB a la frecuencia de resonancia f_r. Las ecuaciones (11-14 a 11-17) y los términos pasabanda se estudiaron en la sección 11-6. Estas dan una introducción a los filtros de banda ancha (par en cascada). Tales ecuaciones y términos se aplican igualmente a los filtros de banda angosta que se describen a continuación.

11-8.1 Circuito de filtro de banda angosta

Un circuito de filtro de banda angosta sólo emplea un amplificador operacional, como se muestra en la figura 11-12. (Compare este circuito con los filtros de banda



(a) Curva de respuesta en frecuencia típica de un filtro pasa-banda de banda estrecha



(b) Circuito del filtro pasa-banda de banda estrecha

FIGURA 11-12 Circuito de filtro pasa-banda estrecha y su respuesta en frecuencia para los valores de componentes que se muestran en la figura; f_r = 100 Hz, B = 500 Hz, Q = 2, f_L = 780 Hz y f_H = 1280 Hz. (a) Curva de respuesta en frecuencia típica de un filtro pasa-banda de banda estrecha; (b) Circuito del filtro pasa-banda de banda estrecha.

ancha con dos amplificadores operacionales de la figura 11-11.) La resistencia de entrada del filtro queda establecida aproximadamente con la resistencia R. Si se coloca una resistencia de retroalimentación $(2R)$ de modo que sea el doble de la resistencia de entrada R, la ganancia máxima del filtro será 1 o 0 dB en la frecuencia de resonancia f_r. Ajustando R_r es posible cambiar o realizar el ajuste fino de la frecuencia de resonancia *sin modificar el ancho de banda o la ganancia.*

11-8.2 Funcionamiento

El funcionamiento del filtro de banda angosta con ganancia *unitaria* de la figura 11-12 se determina con unas cuantas ecuaciones simples. El ancho de banda B en hertz se determina con la resistencia R y los dos capacitores (iguales) C mediante

$$B = \frac{0.1591}{RC} \qquad \textbf{(11-18a)}$$

donde

$$B = \frac{f_r}{Q} \qquad \textbf{(11-18b)}$$

La ganancia tiene un máximo de 1 en f_r, a condición que la resistencia de retroalimentación $2R$ tenga el doble del valor de la resistencia de entrada.

La frecuencia de resonancia f_r queda determinada por la resistencia R_r de acuerdo con

$$R_r = \frac{R}{2Q^2 - 1} \qquad \textbf{(11-19)}$$

Cuando se conocen los valores de los componentes del circuito, la frecuencia de resonancia puede calcularse mediante

$$f_r = \frac{0.1125}{RC}\sqrt{1 + \frac{R}{R_r}} \qquad \textbf{(11-20)}$$

11-8.3 Filtro de octava para ecualizador estéreo

Un ecualizador estéreo tiene 10 filtros pasabanda por canal. Estos separan al espectro de audio de aproximadamente 30 Hz a 16 kHz en 10 octavas individuales de frecuencia. Después cada octava puede reducirse o incrementarse respecto a la otra para alcanzar efectos sonoros especiales, ecualizar la respuesta ambiental o ecualizar una cabina automotriz para que el sonido de la radio se escuche como en un gran salón. La construcción de esta clase de ecualizador se analizará por medio del siguiente ejemplo:

Ejemplo 11-15

Los ecualizadores de octava tienen frecuencias de resonancia aproximadamente

a 32, 64, 128, 250, 500, 1000, 2000, 4000, 8000 y 16,000 Hz. El Q de cada filtro se escoge de modo que tenga valores comprendidos entre 1.4 y 2. Construyamos un filtro de banda angosta con ganancia unitaria para seleccionar la sexta octava. En concreto, hacemos un filtro con f_r = 1000 Hz y Q = 2.

Solución A partir de la ecuación (11-18b)

$$B = \frac{f_r}{Q} = \frac{1000}{2} = 500 \text{ Hz}$$

[*Nota:* con base en la ecuación (11-16), f_L = 80 y f_H 1280 Hz.] Escoja C = 0.015 μF. Calcule R a partir de la ecuación (11-18a).

$$R = \frac{0.1591}{BC} = \frac{0.1591}{(500)(0.015 \times 10^{-6} \text{ F})} = 21.21 \text{ k}\Omega$$

La resistencia de retroalimentación será $2R$ = 42.42 kΩ. Calcule R_r basándose en la ecuación (11-19)

$$R_r = \frac{R}{2Q^2 - 1} = \frac{21.21 \text{ k}\Omega}{2(2)^2 - 1} = \frac{21.21 \text{ k}\Omega}{7} = 3.03 \text{ k}\Omega$$

Ejemplo 11-16

Dado un circuito de filtro pasabanda con los valores de los componentes de la figura 11-12, calcule (a) la frecuencia de resonancia; (b) el ancho de banda.

Solución (a) A partir de la ecuación (11-12),

$$f_r = \frac{0.1125}{RC}\sqrt{1 + \frac{R}{R_r}} = \frac{0.1125}{(21.21 \times 10^3)(0.015 \times 10^{-6})}\sqrt{1 + \frac{21.21 \text{ k}\Omega}{3.03 \text{ k}\Omega}}$$

$$= (353.6 \text{ Hz})\sqrt{1 + 7} = 353.6 \text{ Hz} \times 2.83 \simeq 1000 \text{ Hz}$$

(b) Con base en la ecuación (11-18a),

$$B = \frac{0.1591}{RC} = \frac{0.1591}{(21.21 \times 10^3)(0.015 \times 10^{-6})} = 500 \text{ Hz}$$

11-9 FILTROS DE MUESCA

11-9.1 Introducción

El filtro de muesca es llamado así por la forma peculiar de su curva de respuesta en frecuencia, que se observa en la figura 11-13. Las frecuencias indeseables quedan atenuadas en la banda de detención B. Las frecuencias deseadas son transmitidas en la pasabanda que está a ambos lados de la muesca.

www.elsolucionario.net

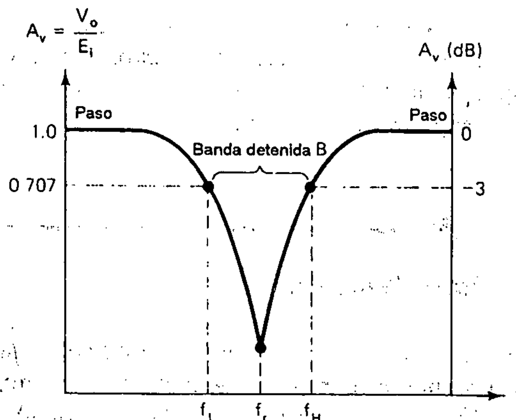


FIGURA 11-13 Un filtro de muesca transmite las frecuencias en la banda pasante y rechaza las frecuencias indeseables en la banda de detención.

Casi siempre, los filtros de muesca tienen una ganancia unitaria en la pasabanda o de 0 dB. Las ecuaciones para Q, B, f_L, f_H y f_r son idénticas a las del filtro pasabanda asociado. En seguida se exponen las razones de ésta última afirmación.

11-9.2 Teoría de los filtros de muesca

Como se indica en la figura 11-14, para construir un filtro de muesca, a la señal original se le resta la salida de un filtro pasabanda. Para las frecuencias del filtro de muesca en la pasabanda, la salida de la sección del filtro pasabanda se aproxima a cero. Por tanto, la entrada E_i se transmite a través de la resistencia R_1 de entrada al sumador que lleva el voltaje V_o a un valor igual a $-E_i$. Así, $V_o = -E_i$ en los pasabanda inferior y superior del filtro de muesca.

Suponga que la frecuencia de E_i se ajusta a la frecuencia de resonancia f_r del filtro pasabanda de banda angosta. (*Nota:* f_r del pasabanda establece la frecuencia de la muesca.) E_i saldrá del pasabanda como $-E_i$ y luego será invertido por R_1 y R para llevar V_o hasta $+E_i$. Sin embargo, E_i se transmite a través de R_2 para llevar V_o hasta $-E_i$. Así pues, V_o responde a las dos entradas del sumador y se convierte en $V_o = E_i - E_i = 0$ V a f_r.

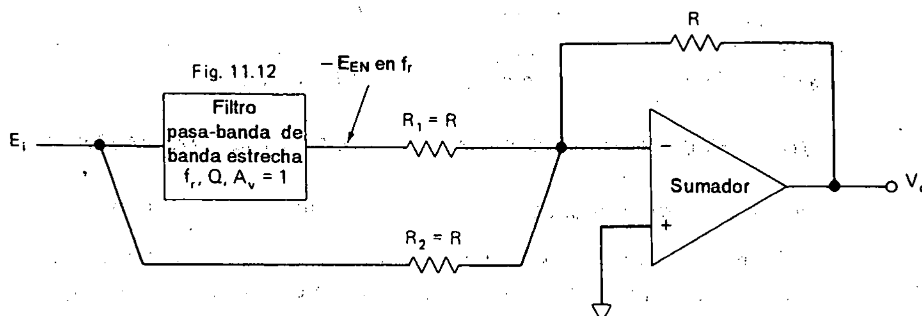


FIGURA 11-14 Un filtro de muesca se construye con un circuito que resta a la señal original la salida del filtro pasa-banda original.

En la practica, V_o se aproxima a cero solamente a f_r. La profundidad de la muesca depende de que tan iguales sean las resistencias y capacitores en el filtro pasabanda y también del ajuste fino de la resistencia R_1 en la entrada inversora del sumador. Este procedimiento se explica en la sección 11-10.3.

11-10 FILTRO DE MUESCA DE 120 HZ

11-10.1 Necesidad de un filtro de muesca

En las aplicaciones donde es preciso amplificar señales de bajo nivel, puede haber una o más señales de ruido indeseable. Ejemplo de ello son las frecuencias de 50, 60 o 400 Hz provenientes de líneas de potencia, 120 Hz, provocadas por los rectificadores de onda completa o incluso frecuencias más altas procedentes de fuentes de potencia reguladas de tipo conmutado o bien osciladores de reloj. Si las señales y la componente de ruido de cierta frecuencia pasan por un filtro de muesca, saldrán de éste únicamente las señales deseadas. La frecuencia del ruido se suprime con la muesca. A manera de ejemplo construiremos un filtro de rampa para eliminar un zumbido de 120 Hz.

11-10.2 Planteamiento del problema

El problema consiste en construir un filtro de muesca con una frecuencia de resonancia de f_r= 120 Hz. Se selecciona una banda de detención B = 12 Hz. La ganancia del filtro de muesca en la pasabanda será la unidad (0 dB), de modo que las señales deseadas se transmiten sin atenuación. Se utiliza la ecuación (11-17) para determinar un valor de Q que requiere el filtro de muesca:

$$Q = \frac{f_r}{B} = \frac{120}{12} = 10$$

Este valor alto de Q significa (1) que la muesca y el filtro pasabanda tendrá bandas angostas con curvas de respuesta en frecuencia muy pronunciadas y (2) que el ancho de banda se centra esencialmente en la frecuencia de resonancia. Así, este filtro transmitirá todas las frecuencias de 0 a (120 – 6) = 114 Hz y también todas las frecuencias mayores que (120 + 6) = 126 Hz. El filtro de muesca detendrá todas las frecuencias comprendidas entre 114 y 126 Hz.

11-10.3 Procedimiento para construir un filtro de muesca

El procedimiento para construir este tipo de filtro se realiza en dos pasos:

1. Se hace un filtro pasabanda que tenga la misma frecuencia de resonancia, el mismo ancho de banda y en consecuencia el mismo Q que el filtro de muesca.

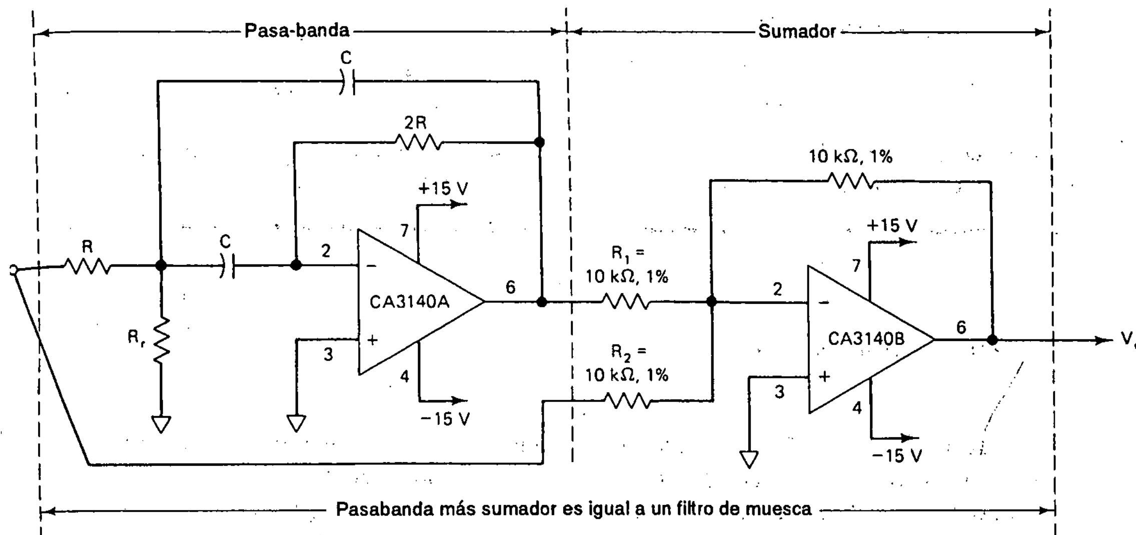


FIGURA 11-15 Este filtro de muesca de dos amplificadores operacionales se construye con un filtro pasa-banda más un sumador inversor. Si $C = 0.33\ \mu F$, $R = 40.2\ k\Omega$ y $R_f = 201\ \Omega$, la frecuencia de muesca será de 120 Hz y rechazará un ancho de banda de 12 Hz.

2. Se conecta el sumador inversor de la figura 11-15 seleccionando las resistencias iguales para R. En general, $R = 10\ k\Omega$. (El procedimiento práctico para sintonización fina se describe en la siguiente sección.)

11-10.4 Componente del filtro pasabanda

El primer paso en la construcción de un filtro de muesca de 120 Hz se explica muy bien por medio del ejemplo (ver figura 11-15).

Ejemplo 11-17

Diseñe un filtro pasabanda con una frecuencia de resonancia de $f_r = 120$ Hz y un ancho de banda de 12 Hz tal que $Q = 10$. Por tanto, la ganancia de la sección de pasabanda será 1 a f_r y se acercará a cero en la salida de la muesca etiquetada con V_O.

Solución Escoja $C = 0.33\ \mu F$. A partir de la ecuación (11-18a),

$$R = \frac{0.1591}{BC} = \frac{0.1591}{(12)(0.33 \times 10^{-6})} = 40.2\ k\Omega$$

Y por tanto, la resistencia de retroalimentación del pasabanda será $2R$ igual a 80.4 kΩ. A partir de la ecuación (11-19),

$$R_r = \frac{R}{2Q^2 - 1} = \frac{40.2\ \text{k}\Omega}{2(10)^2 - 1} = \frac{40.2\ \text{k}\Omega}{199} = 201\ \Omega$$

Este componente del circuito, el filtro pasabanda, se construye primero y se ajusta R_r para darle una sintonización fina a f_r (véase la sección 11-8.2).

11-10.5 Montaje final

Consulte la figura 11-15. Simplemente conecte un sumador inversor (CA3140B o TL081) con resistencias iguales de entrada y retroalimentación de 10 kΩ al 1%, como se muestra en la figura. El filtro de muesca resultante (de E_i a V_o) muestra compartimiento satisfactorio, o sea que es una solución aceptable al problema. La profundidad de la muesca puede incrementarse mediante un ajuste fino de R_1 o de R_2.

EJERCICIOS DE LABORATORIO

Un factor de gran importancia en el diseño de un filtro es la tolerancia de los componentes. Los filtros que se estudiaron en el presente capítulo requieren que se midan todos los valores de los componentes antes de construir los circuitos. Debe ponerse especial atención en que los valores difieran en menos del 1%. En caso de no cumplir con estas especificaciones, se tendrán circuitos que nunca cumplirán con los criterios de diseño. Los capacitores deberán ser del tipo npo (coeficiente de temperatura cero).

11-1. Consulte el filtro pasabajas que aparece en la figura LE11-1 y mida los valores de todos los componentes antes de construir el circuito. Con los valores medidos de los componentes, calcule las frecuencias de corte. Si tiene acceso a un generador de funciones con capacidad de barrido, utilícelo para E_i.
- **(a)** Cierre el interruptor para conectar C_1 y vigile V_o en el osciloscopio. Grafique la envolvente de V_o en función del tiempo en un papel logarítmico.
- **(b)** Cambie a C_2 y grafique V_o en función del tiempo en la misma gráfica de la parte (a).
- **(c)** Repita la parte (a) con el capacitor C_3. A medida que el valor de C aumenta una década (10 veces), la frecuencia inferior de corte deberá disminuir también una década.

11-2. Este ejercicio de laboratorio pueden hacerlo dos grupos:

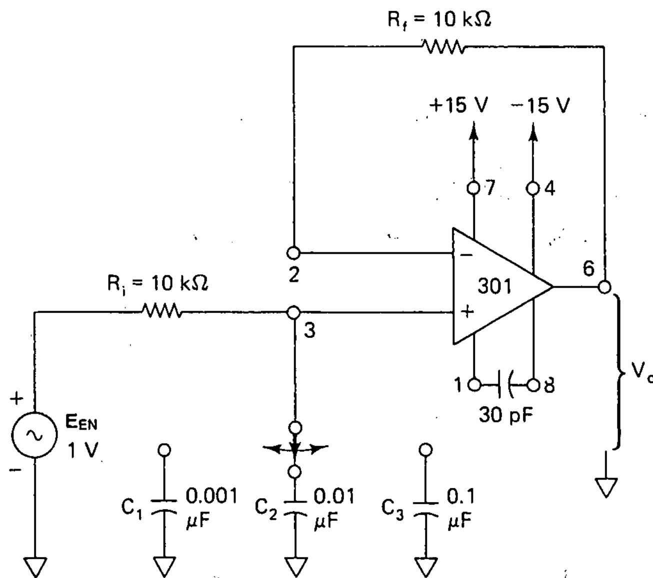


FIGURA LE11-1

Grupo 1. Diseñe un filtro pasa-bajo de 40 dB/década para una frecuencia de corte de 10 kHz. Escoja un valor adecuado de C_1. Construya y pruebe su diseño. Grafique V_o en función del tiempo en papel logarítmico.

Grupo 2. Diseñe un filtro pasaaltas de 40 dB/década para una frecuencia de corte de 1 kHz. Seleccione un valor adecuado de C. Construya y pruebe su diseño. Grafique V_o en función del tiempo sobre un papel logarítmico.

Grupos 1 y 2. Conecte la salida del filtro pasaaltas a la entrada del filtro pasabajas. Ponga E_i = 1 V. De ser posible, utilice un generador de función con barrido. Barra las frecuencias y grafique V_o en función del tiempo sobre un papel logarítmico (figura 11-11).

11-3. Un ecualizador de estéreo de 10 bandas permite al operador sumar, incrementar o disminuir la señal en ciertas frecuencias a lo largo del espectro de audio; el ecualizador estará equipado con 10 controles para los distintos canales. Los 10 controles dividen el espectro de audio en 10 octavas. La frecuencia central de los intervalos de cada octava son 32, 64, 128, 256, 512, 1024, 2048, 4096, 8192 y 16,384 Hz. Por tanto, el circuito principal del ecualizador es un filtro pasa banda con las frecuencias centrales antes mencionadas. Si el circuito se diseña con una Q=1.5, el 0.707 señala en el espectro de frecuencias el punto donde cada filtro se intersectará con su vecino. En la figura LE11-3a se observan las gráficas correspondientes a las frecuencias de 128, 256, 512 y 1024 Hz.

Este ejercicio de laboratorio pueden efectuarlo cuatro grupos. Cada uno deberá construir y probar individualmente un filtro pasabanda. Las frecuencias de resonancia son: grupo 1, 128 Hz; grupo 2, 256 Hz; grupo 3, 512 Hz; grupo 4,

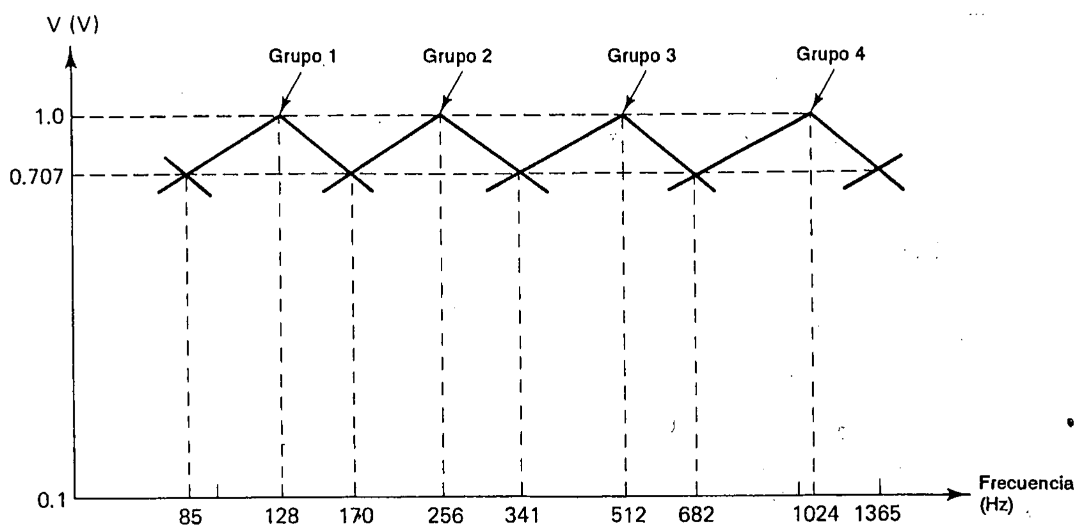


FIGURA LE11-3A

1024 Hz. Cada circuito debe tener una $Q = 1.5$. Para obtener los mismos valores de resistencias, seleccione los siguientes valores del capacitor:

f_r (Hz)	$C_1 = C_2 = C$ (μF)
128	0.04
256	0.02
512	0.01
1024	0.005

Cada grupo trazará una gráfica de V_o en función del tiempo en un papel logarítmico para su filtro. Después cada grupo construirá un control de volumen y un circuito retenedor de salida (buffer) (figura LE11-3b).

El primer grupo de laboratorio que termine de probar su filtro pasabanda y el circuito de salida construirá el sumador inversor y el circuito de entrada. Se conectan todos los filtros como se indica en la figura LE11-3b. Se utiliza un osciloscopio para medir V_{sal}. Se barre la señal de entrada E_i y se muestra el voltaje de salida para varias opciones del control de volumen.

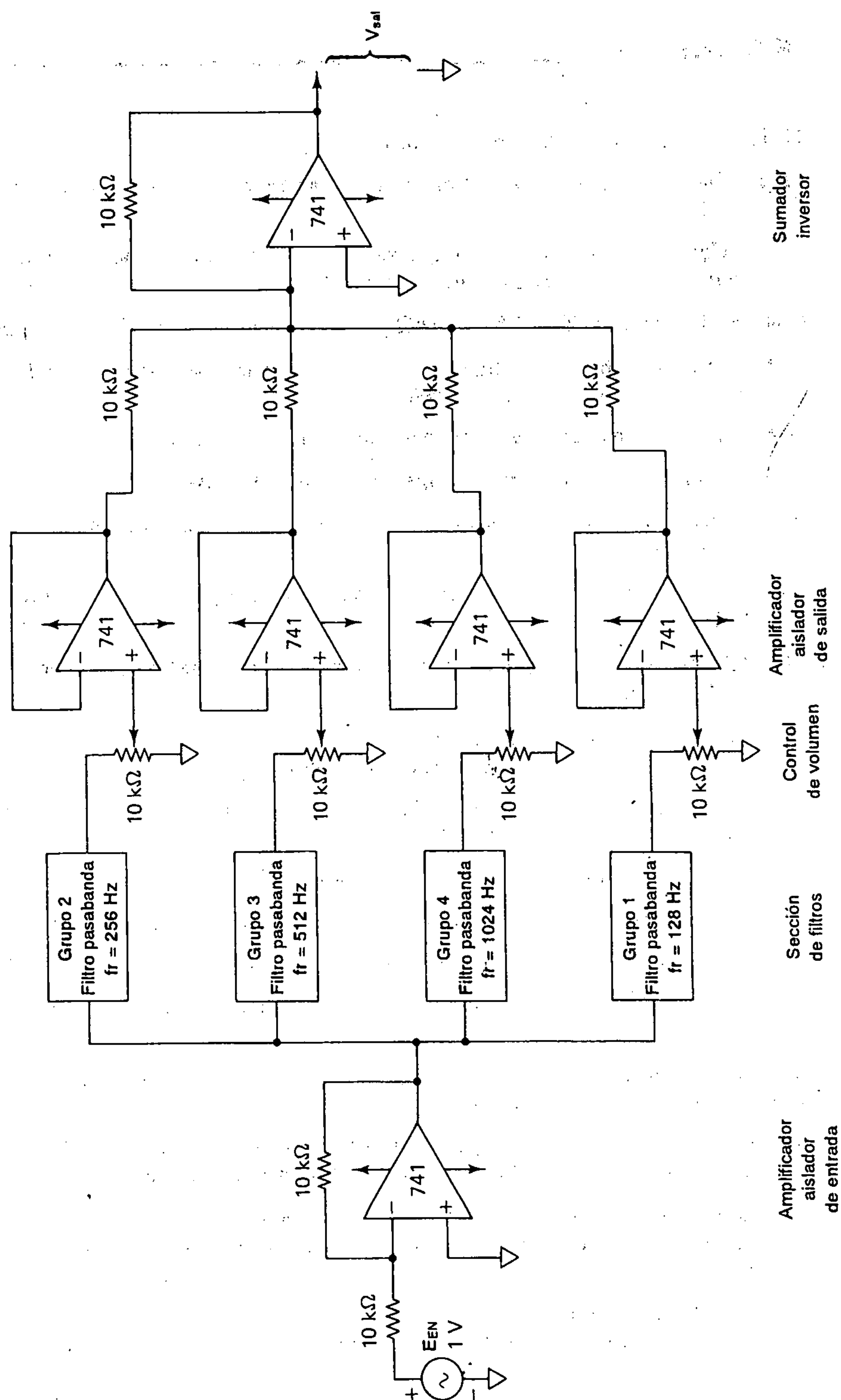


FIGURA LE11-3b

PROBLEMAS

11-1. Clasifique los cuatro tipos de filtros.

11-2. ¿Qué tipo de filtro tiene un voltaje de salida constante desde cd hasta la frecuencia de corte?

11-3. ¿Cómo se denomina el filtro que pasa una banda de frecuencia mientras atenúa todas las frecuencias fuera de esa banda?

11-4. En la figura 11-2(a), si $R = 100$ kΩ y $C = 0.02$ μF, ¿cuál es la frecuencia de corte?

11-5. El filtro pasabajas en la figura 11-2(a) va a diseñarse para una frecuencia de corte de 4.5 kHz. Si $C = 0.005$ μF, calcule R.

11-6. Calcule la frecuencia de corte para cada valor de C de la tabla LE11-1.

11-7. ¿Cuáles son las dos características de un filtro Butterworth?

11-8. Diseñe un filtro pasabajas de –40 dB/década con una frecuencia de corte de 10 krad/s. Haga $C_1 = 0.02$ μF.

11-9. En la figura 11-4(a), si $R_1 = R_2 = 10$ kΩ, $C_1 = 0.01$ μF, y $C_2 = 0.002$ μF calcule la frecuencia de corte f_c.

11-10. Calcule **(a)** R_3, **(b)** R_1, y **(c)** R_2 en la figura 11-5(a) para una frecuencia de corte de 10 krad/s. Siendo C3 = 0.005 μF.

11-11. Si $R_1 = R_2 = R_3 = 20$ kΩ, $C_1 = 0.002$ μF, $C_2 = 0.008$ μF, y $C_3 = 0.004$ μF en la figura 11-5(a), determine la frecuencia de corte ω_c.

11-12. En la figura 11-5(a), $C_1 = 0.01$ μF, $C_2 = 0.04$ μF, y $C_3 = 0.02$ μF. Calcule R para una frecuencia de corte de 1 kHz.

11-13. Calcule R en la figura 11-7(a) si $C = 0.04$ μF y $f_c = 500$ Hz.

11-14. En la figura 11-7(a) calcule **(a)** ω_c y **(b)** f_c si $R = 10$ kΩ y $C = 0.01$ μF.

11-15. Diseñe un filtro pasaaltas de 40 dB/década para $\omega_c = 5$ krad/s. $C_1 = C_2 = 0.02$ μF.

11-16. Calcule **(a)** R_1 y **(b)** R_2 en la figura 11-8(a) para una frecuencia de corte 40 krad/s $C_1 = C_2 = 250$ pF.

11-17. Para la figura 11-9(a) haga $C_1 = C_2 = C_3 = 0.05$ μF. Determine **(a)** R_3, **(b)** R_1, y **(c)** R_2 para una frecuencia de corte de 500 Hz.

11-18. El circuito en la figura 11-9(a) se diseña con los valores $C_1 = C_2 = C_3 = 400$ pF, $R_1 = 100$ kΩ, $R_2 = 25$ kΩ, y $R_3 = 50$ kΩ. Calcule la frecuencia de corte f_c.

11-19. Encuentre **(a)** el ancho de banda, **(b)** la frecuencia de resistencia y **(c)** el factor de calidad de un filtro pasabanda con frecuencia inferior y superior de corte de 55 y 65 Hz.

11-20. Un filtro pasabanda posee una frecuencia de resonancia de 1000 Hz y un ancho de banda de 2500 Hz. Calcule las frecuencias de corte superior e inferior.

11-21. Use los valores del capacitor y de la resistencia del filtro pasaaltas de la figura 11-11 para probar que $f_c = 3000$ Hz.

11-22. Utilice los valores del capacitor y de la resistencia del filtro pasaaltas de la figura 11-11 para probar que $f_c = 300$ Hz.

11-23. Encuentre Q para el filtro pasabanda de la figura 11-11.

11-24. Diseñe un filtro pasabanda estrecho empleando un amplificador operacional. La frecuencia de resonancia es de 128 Hz y $Q = 1.5$. Seleccione $C = 0.1$ μF en la figura 10-12.

11-25. (a) ¿Cómo convertiría el filtro pasabanda del problema 11-24 en un filtro de muesca con la misma frecuencia de resonancia y Q?

(b) Calcule f_L y f_H del filtro de muesca.

CAPITULO 12

Modulación, demodulación y cambio de frecuencia con el multiplicador

OBJETIVOS DE APRENDIZAJE

Después de leer este capítulo sobre circuitos integrados multiplicadores, el estudiante debe ser capaz de:

- Escribir la ecuación de entrada-salida de un circuito integrado multiplicador y expresar el valor de su factor de escala.
- Multiplicar dos voltajes de cd o dividirlos entre sí.
- Elevar al cuadrado el valor de un voltaje de cd u obtener su raíz cuadrada.
- Duplicar la frecuencia de cualquier onda senoidal.
- Medir el ángulo de fase entre dos ondas senoidales de la misma frecuencia.
- Mostrar que la modulación de amplitud es en realidad un proceso de multiplicación.

- Multiplicar una onda portadora senoidal por una onda moduladora senoidal y expresar el voltaje de salida mediante un término producto o un término que contenga las frecuencias de la suma y de la diferencia.
- Calcular la amplitud y la frecuencia de cada término de salida.
- Construir un modulador de amplitud balanceado o bien un modulador de amplitud estándar.
- Mostrar cómo utilizar un multiplicador para correr frecuencias.

12-0 INTRODUCCION

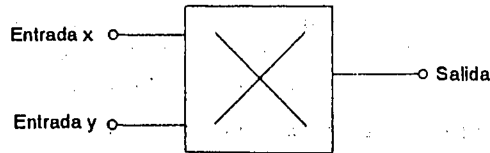
Los *multiplicadores analógicos* son arreglos complejos de amplificadores operacionales y otros elementos de circuitos disponibles en la actualidad en forma de circuitos integrados o módulos funcionales. Los multiplicadores son fáciles de usar; algunas de sus aplicaciones son (1) medición de potencia, (2) modificación y duplicación de frecuencia, (3) detección de la diferencia en ángulo de fase de dos señales de igual frecuencia, (4) multiplicación de dos señales, (5) división de una señal entre otra, (6) obtención de la raíz cuadrada de una señal y (7) elevación al cuadrado de una señal. Otro uso de los multiplicadores es la demostración de los principios de modulación de amplitud y de modulación. En la figura 12-1(a) se muestra un esquema de un multiplicador típico. Hay dos terminales de entrada x y y, que se utilizan para conectar los dos voltajes que se van a multiplicar. La resistencia normal de cada terminal de entrada es 10 kΩ o mayor. La terminal de salida suministra aproximadamente la misma corriente que un amplificador operacional a una carga puesta a tierra (5 a 10 mA). El voltaje de salida iguala al producto de los voltajes de entrada reducido por un factor de escala. El *factor de escala* se explica en la sección 12-1.

12-1 MULTIPLICACION DE VOLTAJES DE CD

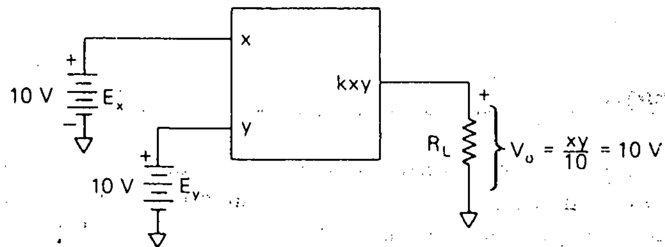
12-1.1 Factor de escala del multiplicador

El esquema de un multiplicador que se muestra en la figura 12-1(a) puede tener una ×,para simbolizar la multiplicación. Otro tipo de esquemas ilustra las entradas y la ecuación del voltaje de salida, como en la figura 12-1(b). En términos generales, el voltaje de salida V_O es el producto de los voltajes de entrada x y y; se expresa por

$$V_o = kxy \qquad \textbf{(12-1a)}$$



(a) Esquema del multiplicador



(b) Multiplicación de dos voltajes de cd

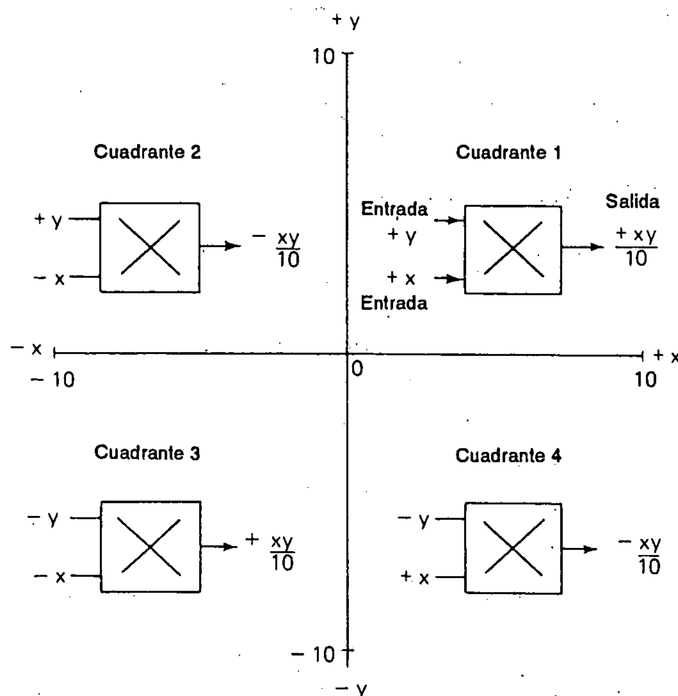
FIGURA 12-1 Introducción al amplificador.

La constante k se denomina *factor de escala* y por lo común es igual 1/10 V. Esto se debe a que los multiplicadores están diseñados para el mismo tipo de suministro de energía que se utiliza para los amplificadores operacionales, a saber ± 15 V. Para mejores resultados, los voltajes aplicados ya sea a las entradas x o y, no deben exceder ± 10 V con respecto a tierra. Este límite de ± 10 V también se aplica a la salida, de modo que el factor de escala por lo general es el recíproco del límite de voltaje, o 1/10 V. Si ambos voltajes de entrada están en sus límites positivos de + 10 V, la salida estará al límite positivo de 10 V. En consecuencia, la ecuación (12-1a) se expresa para la mayoría de los multiplicadores por

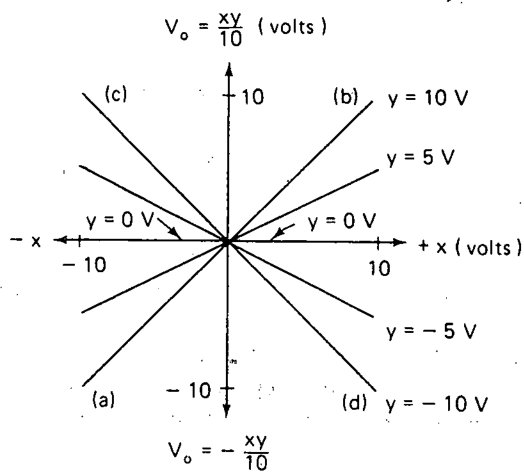
$$V_o = \frac{xy}{10\text{ V}} = \frac{E_x E_y}{10\text{ V}} \qquad \textbf{(12-1b)}$$

12-1.2 Multiplicadores por cuadrantes

Los multiplicadores se clasifican por cuadrantes; por ejemplo, hay multiplicadores de primer, segundo o cuarto cuadrantes. La clasificación se explica en dos formas en la figura 12-2. En la figura 12-2(a), los voltajes de entrada pueden tener cuatro combinaciones posibles de polaridad. Si tanto x como y son positivas, la operación está en el cuadrante 1, ya que x es el eje horizontal y y el vertical. Si x es positiva y y es negativa, la operación cae en el cuadrante 4, y así sucesivamente.



(a) La gráfica de y en función de x muestra la ubicación del punto operativo de entrada en uno de cuatro cuadrantes



(b) Salida xy del multiplicador/10 en función de la entrada x

FIGURA 12-2 Multiplicación de dos voltajes de cd, *x* y *y*.

Ejemplo 12-1

Obtenga V_O para la siguiente combinación de entradas: (a) $x = 10$ V, $y = 10$ V; (b) $x = -10$ V, $y = 10$ V; (c) $x = 10$ V, $y = -10$ V; (d) $x = -10$ V, $y = -10$ V.

Solución Mediante la ecuación (12-1b),

$$\text{(a)}\quad V_o = \frac{(10)(10)}{10} = 10 \text{ V, cuadrante 1}$$

$$\text{(b)}\quad V_o = \frac{(-10)(10)}{10} = -10 \text{ V, cuadrante 2}$$

$$\text{(c)}\quad V_o = \frac{(10)(-10)}{10} = -10 \text{ V, cuadrante 4}$$

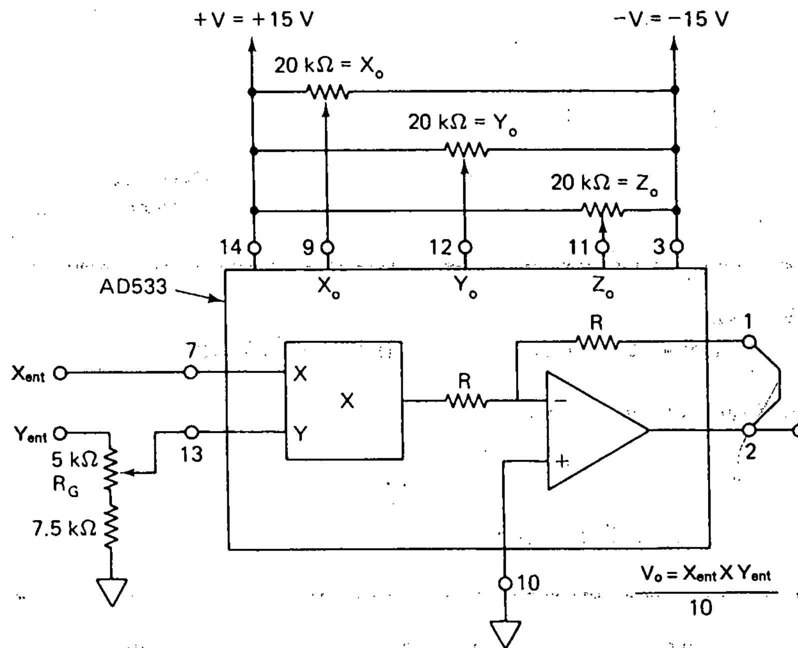
$$\text{(d)}\quad V_o = \frac{(-10)(-10)}{10} = 10 \text{ V, cuadrante 3}$$

En la figura 12-2(b), V_O se grafica en el eje vertical y x en el eje horizontal. Si se aplican 10 V a la entrada y y se varía x de -10 V a $+10$ V, se grafica la línea ab etiquetada con $y = 10$ V. Si y cambia a -10 V, resulta la línea cd etiquetada $y = -10$ V. Esta líneas pueden verse en un osciloscopio conectando V_O del multiplicador a la entrada y del osciloscopio y x del multiplicador a la entrada $+x$ del mismo. Por exactitud, V_O deberá ser 0 V cuando cualquiera de las entradas del multiplicador sea 0 V. Si este no es el caso, deberá hacerse un ajuste fino a cero, como se describe en la sección 12-1.3.

12-1.3 Calibración del multiplicador

Los multiplicadores de circuitos integrados de bajo costo como el AD533, 4200, y XR2208 requieren calibración manual con circuitos externos. Los multiplicadores de precisión como el AD534 prácticamente no requieren calibración. Cualquier desbalanceo interno es eliminado con precisión mediante ajuste fino por el fabricante, utilizando laseres controlados por computadora. Su costo es algo más alto.

El procedimiento de ajuste fino para un multiplicador popular de bajo costo se presenta en la figura 12-3 junto con circuitos de soporte. Los tres potenciómetros Z_O, X_O, Y_O se ajustan en secuencia para dar (1) salida a 0 V cuando ambas entradas x y y son 0 V, (2) salida 0 V cuando la entrada x es igual a 0 V, y (3) salida 0 V cuando la entrada y es igual a 0 V. Por último, el factor de escala se ajusta a 0.1 por el potenciómetro R_G (en el paso 5) para asegurar que la salida esté a 10 V cuando ambas entradas están a 10 V. Los potenciómetros de vueltas múltiples son especialmente útiles para hacer ajustes precisos.



Procedimiento de ajuste

Paso	Ajustar potenciómetro	X_{ent} a	Y_{ent} a	Para V_o =
1	Z_o	0 V	0 V	0 V cd
2	X_o	0 V	20 V, p-p, 50 Hz	Ca min.
3	Y_o	20 V, p-p, 50 Hz	0 V	Ca min.
4	Repetir pasos 1 a 3 según se requiera			
5	R_G	+ 10 V cd	20 V, p-p, 50 Hz	Y_{ent}

FIGURA 12-3 Procedimiento de calibración y circuito para ajustar un multiplicador de circuito integrado.

12-2 *ELEVACION AL CUADRADO DE UN NUMERO O DE UN VOLTAJE DE CD*

Cualquier número positivo o negativo puede elevarse al cuadrado mediante un multiplicador, siempre que el número se pueda representar por un voltaje entre 0 y 10 V. Simplemente se conecta el voltaje E_i en *ambas* entradas como se ilustra en la figura 12-4. Este tipo de conexión se conoce como *circuito elevador al cuadrado*.

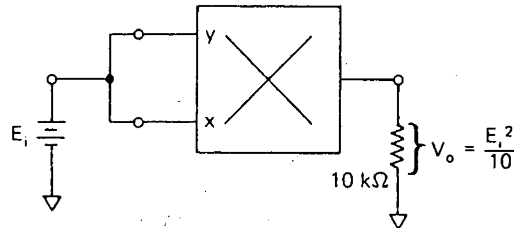


FIGURA 12-4 Elevación al cuadrado de un voltaje de cd.

Ejemplo 12-2
Encuentre V_O en la figura 12-4 si (a) $E_i = +10$ V; (b) $E_i = -10$ V.

Solución Mediante la figura 12-4,

(a) $V_o = \dfrac{10^2}{10} = 10$ V.

(b) $V_o = \dfrac{(-10)(-10)}{10} = 10$ V.

En el ejemplo 12-2 se muestra que la salida de un multiplicador sigue las reglas del álgebra; esto es, cuando un número ya sea positivo o negativo se eleva al cuadrado, el resultado es un número positivo.

12-3 DUPLICADOR DE FRECUENCIA

12-3.1 Principios del duplicador de frecuencia

Un duplicador de frecuencia ideal debe dar una salida de voltaje cuya frecuencia es el doble de la frecuencia del voltaje de entrada. El circuito duplicador no debe incorporar un circuito sintonizado, ya que éste puede sintonizarse sólo a una frecuencia. Un duplicador verdadero debe duplicar cualquier frecuencia. El multiplicador es casi un duplicador ideal si sólo se aplica una frecuencia en ambas entradas. El voltaje de salida pra un circuito duplicador está dado por la identidad trigonométrica*

$$(\text{sen}\, 2\pi ft)^2 = \frac{1}{2} - \frac{\cos 2\pi(2f)t}{2} \qquad \textbf{(12-2)}$$

La ecuación (12-2) predice que al elevar al cuadrado una onda senoidal con una frecuencia de (por ejemplo) $f = 10$ kHz se obtiene una onda cosenoidal negativa con una frecuencia de $2f$ o 20 kHz más un término de cd de amplitud $\frac{1}{2}$. Observe

* La ecuación (12-2) es un caso especial de la ecuación general que se muestra en las tablas matemáticas.

$$(\text{sen}\, A)(\text{sen}\, B) = \tfrac{1}{2}\,[\cos(A - B) - \cos(A + B)]$$

Donde $A = B = 2\pi ft$.

que *cualquier* frecuencia de entrada *f* se duplicará cuando pasa a través de un circuito elevador al cuadrado.

12-3.2 Elevación al cuadrado de un voltaje senoidal

En la figura 12-5(a), se aplica la onda senoidal de voltaje E_i en ambas entradas del multiplicador; E_i tiene un valor pico de 5 V y una frecuencia de 10 kHz. El voltaje de salida V_o se predice por los cálculos que se muestran en el ejemplo 12-3.

Ejemplo 12-3

Calcule V_o en el circuito elevador al cuadrado o duplicador de frecuencia de la figura 12-5.

Solución La entrada $E_x = E_y = E_i$ y se expresa en volts por

$$E_i = E_x = E_y = 5 \text{ sen } 2\pi\ 10{,}000t$$

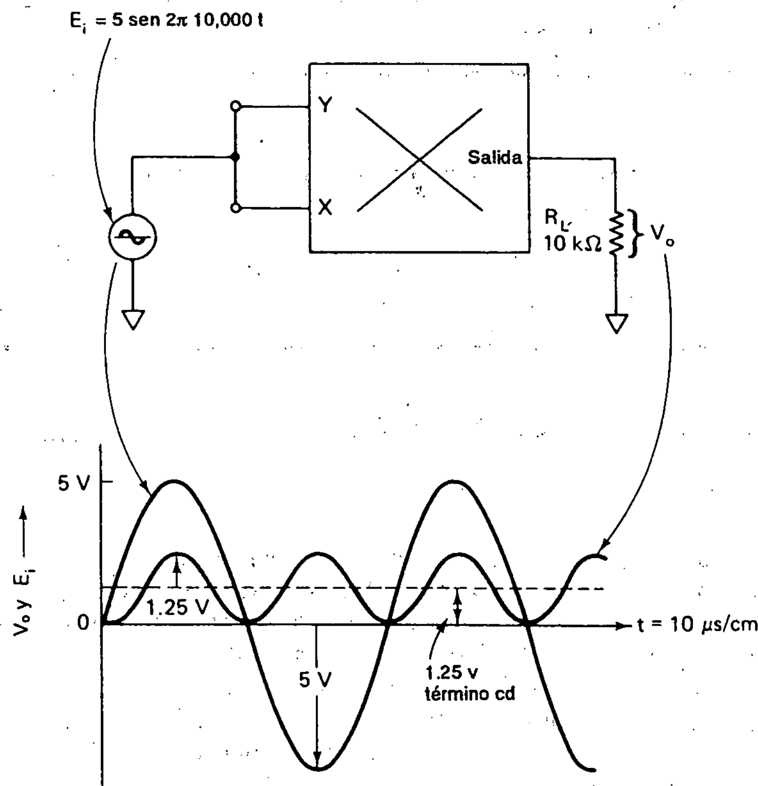


FIGURA 12-5 Circuito para elevar el cuadrado como duplicador de frecuencia.

Sustituyendo en la ecuación (12-1b) se obtiene

$$V_o = \frac{E_i^2}{10} = \frac{5^2}{10}(\text{sen}\, 2\pi\, 10{,}000t)^2 \qquad \textbf{(12-3)}$$

Aplicando la ecuación (12-2), se obtiene

$$V_o = 2.5\left[\frac{1}{2} - \frac{\cos 2\pi\, 20{,}000t}{2}\right]\text{V}$$

$$= \underbrace{1.25} \qquad - \underbrace{1.25 \cos 2\pi\, 20{,}000t}$$

= termino de cd de 1.25 V – frecuencia duplicada a 20,000 Hz, 1.25 V pico.

Tanto E_i como V_o se muestran en la figura 12-5. Si se desea eliminar el voltaje de cd, simplemente se instala un capacitor de acoplamiento de 1 µF entre R_L y la terminal de salida. Si desea medir el voltaje a cd, simplemente se conecta un voltímetro de cd a V_o sin el capacitor.

Conclusión V_o tiene dos componentes de voltaje; (1) un voltaje de cd igual a $\frac{1}{20}$ $(E_{ip})^2$, y (2) una onda senoidal de ca cuyo valor pico es $\frac{1}{20}$ $(E_{ip})^2$ y del de la frecuencia de doble de E_i.

Ejemplo 12-4

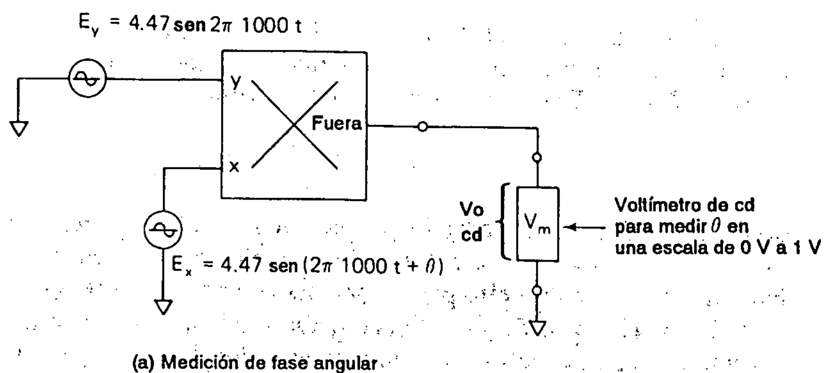
¿Cuáles son los componentes de cd y ca del voltaje de salida de la figura 12-5 si (a) E_i = 10 V pico a 1 kHz; (b) E_i = 2 V pico a 2.5 kHz?

Solución (a) Valor a cd = $(10)^2/20$ = 5 V; valor pico de ca = $(10)^2/20$ = 5V a 2 kHz. (b) Valor de cd = $(2)^2/20$ = 0.2 V; valor pico a ca = $(2)^2/20$ = 0.2 V a 5 kHz.

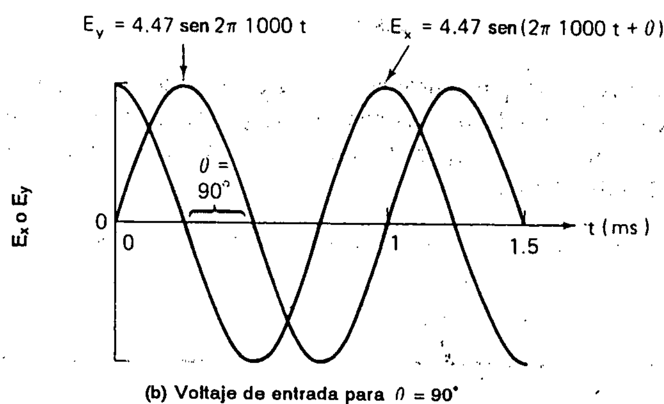
12-4 DETECCION DEL ANGULO DE FASE

12-4.1 Teoría básica

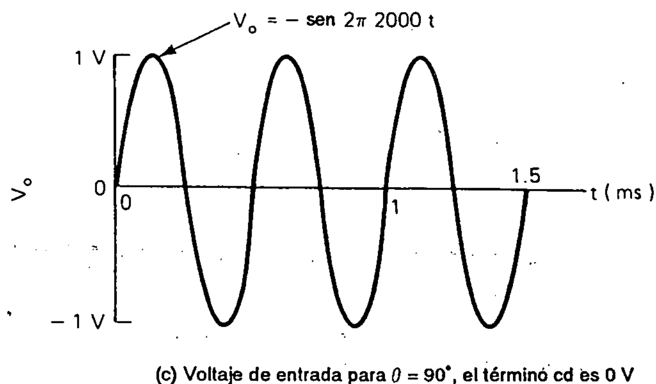
Cuando se aplican dos ondas senoidales de la *misma* frecuencia a las entradas del multiplicador de la figura 12-6(a), el voltaje de salida V_o tiene una componente de voltaje de cd y una componente de ca cuya frecuencia es el doble de la frecuencia de entrada. Esta conclusión se desarrolló en la sección 12-3.2. El voltaje de cd es en realidad proporcional a la diferencia en ángulo de fase θ entre E_x y E_y. Por ejemplo, en la figura 12-5, θ = 0°, debido a que no hay diferencia de fase entre E_x y E_y. En la figura 12-6(b) se muestra una diferencia de fase de 90°; por tanto, θ = 90°.



(a) Medición de fase angular



(b) Voltaje de entrada para θ = 90°



(c) Voltaje de entrada para θ = 90°, el término cd es 0 V

FIGURA 12-6 Multiplicador empleado para medir la diferencia de ángulo de fase entre dos frecuencias iguales.

Si una onda senoidal de entrada difiere en ángulo de fase de la otra, es posible calcular o medir la diferencia en el ángulo de la fase mediante *el componente de voltaje cd en V_o*. Este componente de cd del voltaje en V_o, que está dado por*

$$V_{o\,dc} = \frac{E_{xp}E_{yp}}{20}(\cos\,\theta) \qquad \textbf{(12-4a)}$$

donde E_{xp} y E_{yp} son las amplitudes pico de E_x y E_y. Por ejemplo, si E_{xp} = 10 V, E_{ip} = 5 V, *y están en fase* entonces V_{odc} indicará 2.5 V en un voltímetro de cd. Este punto en el voltímetro puede marcarse como un ángulo de fase de 0° (cos 0° = 1). Si θ = 45° (cos 45° = 0.707), el medidor cd leería 0.707 × 2.5 V ≈ 1.75 V. El voltímetro cd puede calibrarse como un *medidor de ángulo de fase* 0° a 2.5 V, 45° a 1.75 V y 90° a 0.V.

La ecuación (12-4a) puede expresarse también por*

$$\cos\,\theta = \frac{20V_{o\,dc}}{E_{xp}E_{yp}} \qquad \textbf{(12-4b)}$$

Si puede arreglarse que el producto $E_{xp}\,E_{yp}$ sea igual a 20, puede utilizarse un voltímetro de 0 a 1 V de cd para leer cos en forma directa en la carátula del medidor y calibrar la carátula del medidor en grados usando una tabla de cosenos. Esto es, la ecuación (12-4b) se reduce a

$$V_{o\,dc} = \cos\,\theta \qquad \text{para } E_{xp} = E_{yp} = 4.47\ \text{V} \qquad \textbf{(12-4c)}$$

Este punto se verá en la sección 12-4-2.

Ejemplo 12-5

En la figura 12-5, $E_{xp} = E_{yp}$ = 5 V y el componente de cd de V_o es 1.25 V por la ecuación (12-4b). Demuestre que hay un ángulo de fase 0° entre E_x y E_y (ya que son el mismo voltaje).

Solución Mediante la ecuación (12-4b),

$$\frac{20 \times 1.25}{5 \times 5} = \cos\,\theta = \frac{25}{25} = 1$$

Dado que cos 0° = 1, = 0°.

* Identidad trigonométrica:

$$\text{sen}\,A\ \text{sen}\,B = \tfrac{1}{2}\,[\cos(A-B) - \cos(A+B)]$$

Para frecuencias iguales, ángulo de fase diferente se tiene:

$$A = 2\pi ft + \theta \text{ para } E_x, \qquad B = 2\pi ft \text{ para } E_y$$

Por tanto

$$[\text{sen}\,(2\pi ft + \theta)][\text{sen}\,2\pi ft] = \tfrac{1}{2}\,[\cos\theta - \cos(4\pi ft + \theta)]$$
$$= \tfrac{1}{2}\,(\text{cd} + \text{término doble frecuencia})$$

12-4.2 Medidor del ángulo de fase

La ecuación (12-4b) sugiere la forma de hacer un medidor de ángulo de fase. Se supone que los valores picos de E_x y E_y en la figura 12-6(a) se escalan a 4.47 V por amplificadores o divisores de voltaje. Entonces se conecta un voltímetro de cd como se muestra en la figura 12-6(a) para medir precisamente la componente de cd. Entonces, la carátula del medidor se puede calibrar directamente en grados. El procedimiento se describe en los ejemplos 12-6 y 12-7.

Ejemplo 12-6

El valor promedio de V_o en la figura 12-6 (c) es 0, de modo que la componente a cd de V_o = 0 V. Calcule θ .

Solución De la ecuación (12-4b), cos θ = 0, de modo que $\theta = +90^\circ$. Observe que la componente a cd de V_o no puede distinguirse entre un ángulo de fase adelantado (+) o uno atrasado (–).

Ejemplo 12-7

Calcule V_{odc} para los ángulos de fase de (a) $\theta = \pm 30^\circ$; (b) $\theta = \pm 45^\circ$; (c) $\theta = \pm 60^\circ$.

Solución De la tabla trigonométrica, se obtiene el cos θ aplicando la ecuación (12-4a).

θ (grados)	cos θ	$V_{o\,cd}$ (V)
±30	0.866	0.866
±45	0.707	0.707
±60	0.500	0.500
± 0	1.000	1.000
±90	0.000	0.000

(Los dos últimos renglones de esta tabla provienen de los ejemplos 12-5 y 12-6.)

La escala de 0 a 1 V del voltímetro puede calibrarse ahora en grados, 0 V para un ángulo de fase de 90° y 1.0 V para un ángulo de 0°. A 0.866 V, $\theta = 30^\circ$ y así sucesivamente. El medidor de ángulo de fase no indica cuándo θ es un ángulo de fase adelantado o atrasado, sino solamente la diferencia de fase entre E_x y E_y.

12-4.3 Angulos de fase mayores que ± 90°

El coseno de los ángulos de fase mayores de + 90° o – 90° son valores negativos, por tanto V_o será negativo. Esto extiende la capacidad del medidor del ángulo de fase en el ejemplo 12-7.

Ejemplo 12-8

Calcúlese V_{odc} para ángulos de fase (a) $\theta = \pm 90°$; (b) $\theta = \pm 120°$; (c) $\theta = \pm 135°$; (d) $\theta = \pm 150°$; (e) $\theta = \pm 180°$.

Solución Utilizando la ecuación (12-4a) y al tabular los resultados, se obtiene

θ	±90°	±120°	±135°	±150°	±180°
V_{odc}	0 V	−0.5 V	−0.70 V	−0.866 V	−1 V

A partir de los resultados de los ejemplos 12-7 y 12-8, puede calibrarse un voltímetro de ± 1 V para dar lecturas de 0 a ± 180°.

12-5 INTRODUCCION A LA MODULACION DE AMPLITUD

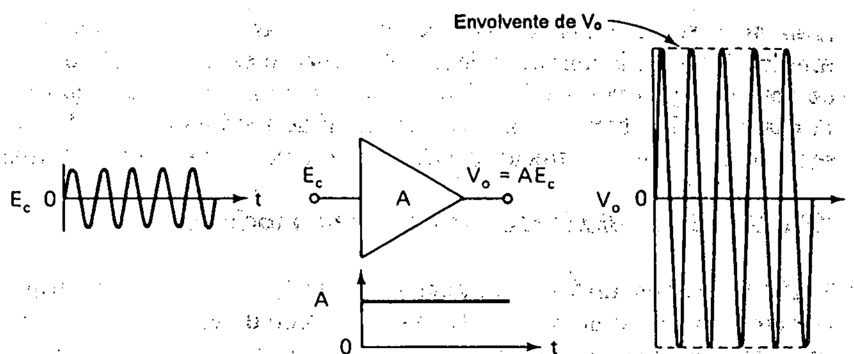
12-5.1 Necesidad de la amplitud modulada

Las señales de audio de baja frecuencia o de información no pueden transmitirse mediante antenas de tamaño razonable. Las señales de audio pueden transmitirse cambiando o *modulando* algunas de las características de una onda *portadora* de más alta frecuencia. Si la amplitud de la onda portadora se modifica en proporción a la señal de audio, el proceso se denomina *amplitud modulada* (AM). El cambio de la frecuencia o del ángulo de fase en la onda portadora resulta en *modulación de frecuencia* (FM) y *modulación de fase* (PM), respectivamente.

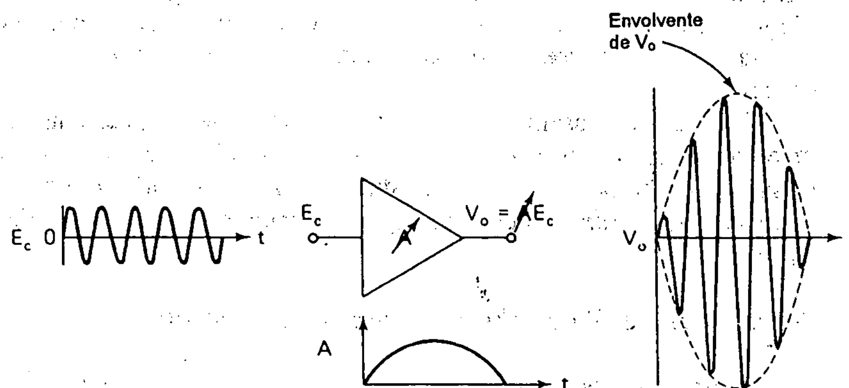
Por supuesto, la señal original de audio debe recuperarse por un proceso denominado *demodulación* o detección. El resto de esta sección se centra en el uso del multiplicador para la modulación de amplitud. ("Modular" procede del griego, significa "cambiar". Resulta curioso que el prefijo latino "de" convierta el significado a "volver a cambiar".)

12-5.2 Definición de la modulación de amplitud

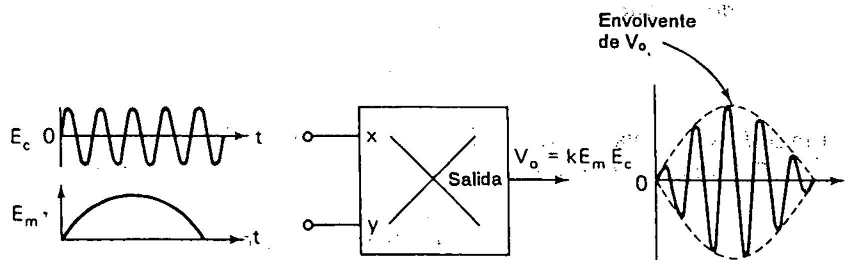
La introducción a modulación de amplitud comienza con el amplificador de la figura 12-7(a). El voltaje de entrada E_C se amplifica por una ganancia constante A. La salida V_o es el producto de la ganancia A y E_C. Ahora suponga que se varía la ganancia del amplificador. Este concepto se representa por una flecha sobre A en la figura 12-7(b). Se supone que A varía de 0 a un máximo y regresa a 0 como se muestra en la figura 12-7(b), con la gráfica de A en función de t. Esto significa que el amplificador multiplica el voltaje de entrada E_C por un valor diferente



(a) La entrada E_c es amplificada por la ganancia constante A para dar la salida $V_o = AE_c$



(b) Si la ganancia A del amplificador varía con el tiempo, la envolvente de V_o varía con el tiempo



(c) Si E_m varía como A en la parte (b) entonces V_o tiene la misma forma general que en la parte (b)

FIGURA 12-7 Introducción a la modulación.

(ganancia) sobre el intervalo de tiempo. V_o es ahora la amplitud de entrada E_c o multiplicada por la amplitud de A. Este proceso es un ejemplo de la modulación de amplitud y el voltaje de salida V_o se denomina *señal de amplitud modulada.* Por tanto, para obtener una señal de amplitud modulada (V_o), la amplitud de la señal portadora de alta frecuencia (E_c) se varía por una señal de información A.

12-5.3 El multiplicador usado como modulador

Según la sección 12-5.2 y la figura 12-7(b), V_o es igual a E_c multiplicado por A. Por tanto, la amplitud modulada es el resultado de un *proceso de multiplicación* como se muestra en la figura 12-7(c), E_c se aplica a la entrada x del multiplicador. E_m [que tiene la misma forma que A en la figura 12-7(b)] se aplica a la entrada y del multiplicador. E_c se multiplica por un voltaje que varía desde 0 pasa por un máximo y regresa a 0. De modo que V_o tiene la misma envolvente que E_m. El multiplicador puede considerarse un *dispositivo de ganancia controlada por voltaje*, lo mismo que como un modulador de amplitud. La forma de onda que se muestra es la de un *modulador balanceado.* La razón de este nombre se dará en la sección 12-6.3.

Observe cuidadosamente en la figura 12-7(c) que V_o no es una onda senoidal; esto es, los valores pico de los medios ciclos sucesivos son diferentes. Este principio se usa en la sección 12-10 para mostrar cómo trabaja un circuito *cambiador de frecuencia (heterodino).* Pero primero se examinará la modulación de la amplitud con detalles.

12-5.4 Matemáticas del modulador balanceado

Se aplica una *onda portadora* E_c senoidal de alta frecuencia a una de las entradas de un multiplicador. Se aplica una señal de audio o información de baja frecuencia a la segunda entrada de un modulador y se denominará *onda moduladora*, E_m. Para prueba y análisis, tanto E_c como E_m serán ondas senoidales que se describen como sigue.

Onda portadora, E_c:

$$E_c = E_{cp} \text{ sen } 2\pi f_c t \tag{12-5a}$$

donde E_{cp} es el valor pico de la onda portadora y f_c es la frecuencia portadora.

Onda moduladora, E_m:

$$E_m = E_{mp} \text{ sen } 2\pi f_m t \tag{12-5b}$$

Donde E_{mp} es el valor pico de la onda moduladora y f_m es la frecuencia moduladora.

Ahora se aplica el voltaje portador E_c a la entrada x de un multiplicador como E_x, y se aplica el voltaje modulador E_m a la entrada y de un multiplicador como E_y.

El voltaje de salida del multiplicador V_o se expresa como un *término de producto* de la ecuación (12-1b) como

$$V_o = \frac{E_m E_c}{10} = \frac{E_{mp} E_{cp}}{10}(\text{sen}\,2\pi f_m t)(\text{sen}\,2\pi f_c t) \qquad \textbf{(12-6)}$$

La ecuación (12-6) se denomina *término producto*, de dos ondas senoidales con frecuencias diferentes. Sin embargo, no está en la forma que usan los operadores aficionados de radio o personal de comunicaciones. Prefieren la forma que se obtiene por la aplicación a la ecuación (12-6) de la identidad trigonométrica

$$(\text{sen}A)(\text{sen}B) = \tfrac{1}{2}[\cos(A - B) - \cos(A + B)] \qquad \textbf{(12-7)}$$

La sustitución de la ecuación (12-7) en (12-6), donde $A = E_c$ y $B = E_m$, se obtiene

$$V_o = \frac{E_{mp} E_{cp}}{20} \cos 2\pi(f_c - f_m)t - \frac{E_{mp} E_{cp}}{20} \cos 2\pi(f_c + f_m)t \qquad \textbf{(12-8)}$$

La ecuación (12-8) se analiza en la sección 12-5.5.

12-5.5 Suma y diferencia de frecuencias

Recuérdese de la sección 12-5.3 que E_c y E_m son ondas senoidales, pero ninguna parte de V_o es una onda senoidal. V_o en la figura 12-7(c) se expresa matemáticamente ya sea por la ecuación (12-6) o la ecuación (12-8); pero, esta última muestra que V_o está compuesto de *dos* ondas cosenoidales con frecuencias *diferentes* de E_m o E_c. Esas frecuencias son la *frecuencia suma*, $f_c + f_m$, y la *frecuencia diferencia* $f_c - f_m$. Las frecuencias suma y diferencia se evalúan en el ejemplo 12-9.

Ejemplo 12-9

En la figura 12-8, la señal portadora E_c tiene un voltaje pico de $E_{cp} = 5$ V y frecuencia de $f_c = 10{,}000$ Hz. La señal moduladora E_m tiene un voltaje pico de $E_m = 5$ V y frecuencia de $f_m = 1000$ Hz. Calcule el voltaje pico y la frecuencia de (a) la frecuencia suma; (b) la frecuencia diferencia.

Solución Mediante la ecuación (12-8), el valor pico de ambos voltajes de suma diferencia es

$$\frac{E_{mp} E_{cp}}{20} = \frac{5\text{ V} \times 5\text{ V}}{20} = 1.25\text{ V}$$

a frecuencia suma es $f_c + f_m = 10{,}000$ Hz + 1000 Hz = 11,000 Hz; la frecuencia diferencia es $f_c - f_m = 10{,}000$ Hz − 1000 Hz = 9000 Hz. Por tanto, V_o está compuesto por la diferencia de dos ondas cosenoidales:

$$V_o = 1.25 \cos 2\pi 9000t - 1.25 \cos 2\pi 11{,}000t$$

Este resultado puede verificarse por la conexión de un analizador de espectro o de onda a la salida del multiplicador; ocurre una deflexión de 1.25 V a 11,000 Hz y a 9000 Hz. Las señales originales de 1 kHz y de 10 kHz *no* existen a la salida.

Puede usarse un osciloscopio de rayos catódicos para mostrar los voltajes de entrada y salida del multiplicador del ejemplo 12-9. El término producto para V_O se encuentra mediante la ecuación (12-6):

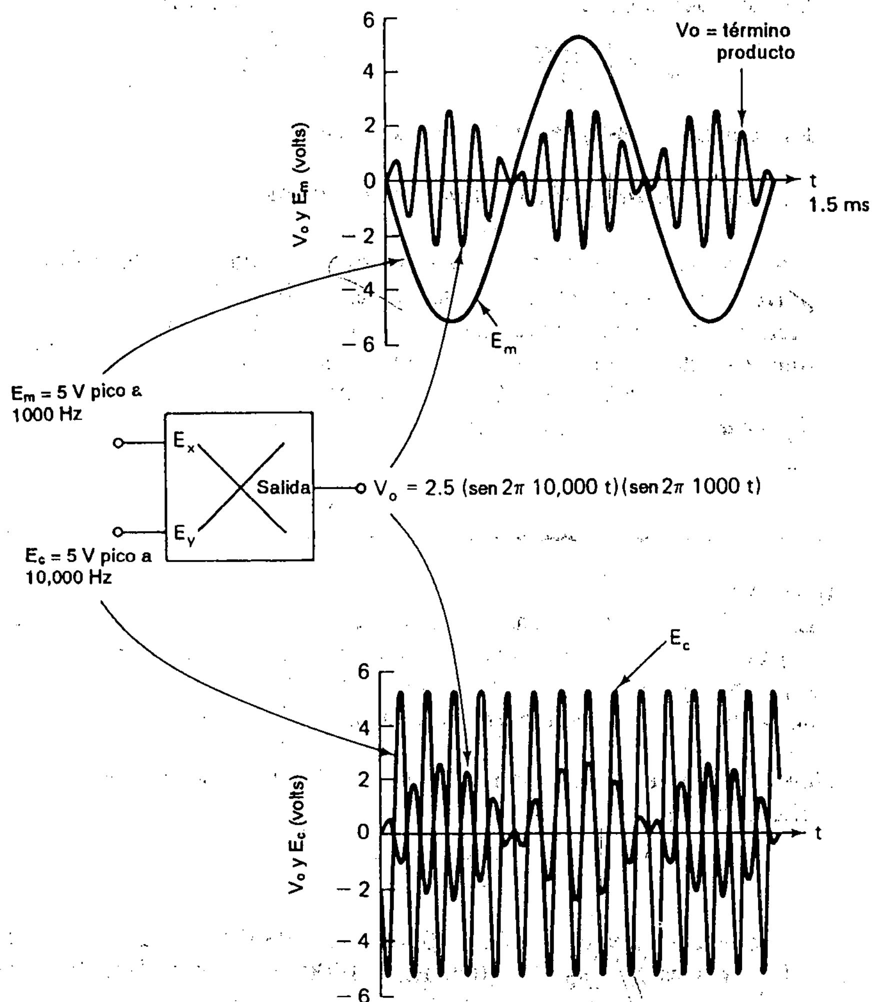


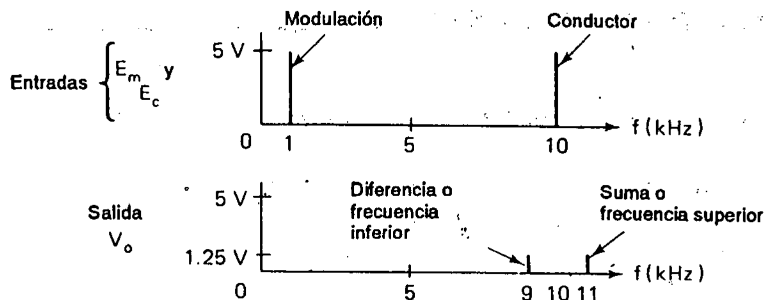
FIGURA 12-8 El multiplicador como modulador balanceado.

$$V_o = 2.5\ \text{V}\underbrace{(\text{sen}\,2\pi\,10{,}000t)}_{E_c}\underbrace{(\text{sen}\,2\pi\,1000t)}_{E_m}$$
$$= 2.5 \times E_c \times E_m$$

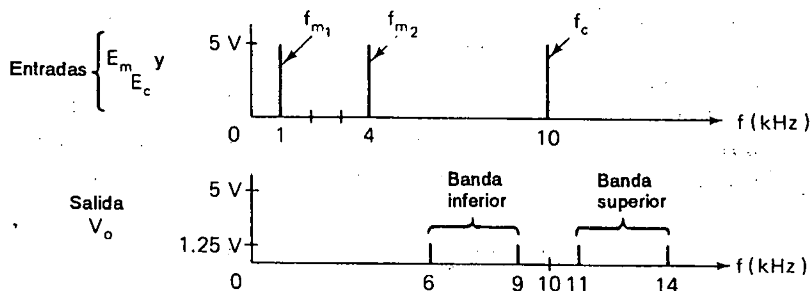
V_o se muestra con E_m en el dibujo superior y con E_c en el dibujo inferior de la figura 12-8. Obsérvese que E_m y E_c tienen un voltaje de pico de 5 V. El valor pico de V_o es 2.5 V. Nótese que las envolventes superior e inferior de V_o *no* tienen la misma forma que E_m. Por tanto, no se puede rectificar y filtrar V_o para recuperar E_m. Esta característica distingue al modulador de balance.

12-5.6 Frecuencias y bandas laterales

Otra forma de mostrar la salida de un modulador es con una gráfica que ilustra la amplitud pico como una línea vertical para cada frecuencia. El *espectro de*



(a) Espectro de frecuencia para f_c = 10 kHz y f_m = 1 kHz en el ejemplo 12-8



(b) Espectro de frecuencia para f_c = 10 kHz y f_{m_1} = 1 kHz, f_{m_2} = 4 kHz

FIGURA 12-9 Espectro de frecuencia para un modulador balanceado.

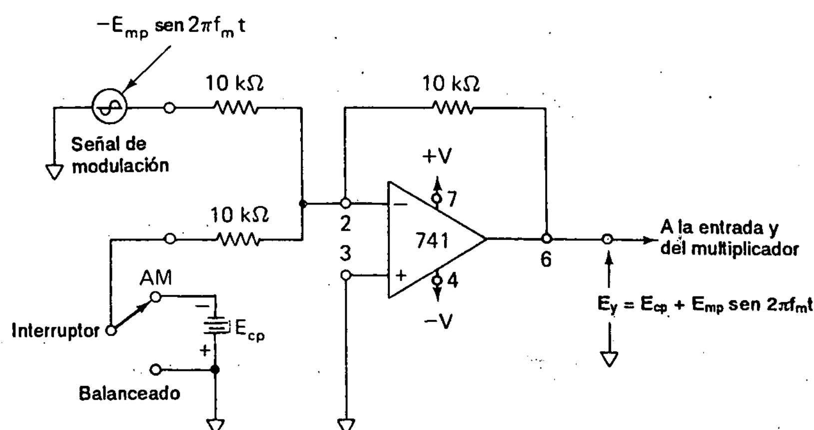
frecuencia resultante se muestra en la figura 12-9(a). La suma y la diferencia de frecuencias en V_O se denominan frecuencias *laterales superior* e *inferior*, debido a que están arriba o abajo de la frecuencia portadora en la gráfica. Cuando se aplica más de una señal moduladora a la entrada del modulador (entrada y) en la figura 12-8, cada una genera una frecuencia de suma y diferencia en la salida. Por tanto, habrá dos frecuencias laterales para cada frecuencia en la entrada y, colocadas en forma simétrica a ambos lados de la portadora. Si se conoce la amplitud esperada de frecuencias moduladoras, puede predecirse la amplitud resultante de frecuencias laterales. Por ejemplo, si las frecuencias moduladoras varían entre 1 y 4 kHz, las frecuencias laterales inferiores caerán en una banda entre (10 – 4) kHz = 6 kHz y (10 – 1) kHz = 9 kHz. La banda entre 6 y 9 kHz se denomina *banda lateral inferior*. Para este mismo ejemplo la *banda lateral superior* varía desde (10 + 1) kHz = 11 kHz a (10 + 4) kHz = 14 kHz. Ambas bandas laterales, superior e inferior se muestran en la figura 12-9(b).

12-6 AMPLITUD MODULADA ESTANDAR

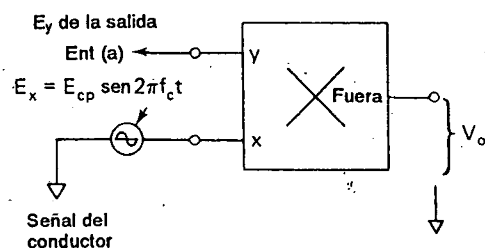
12-6.1 Circuito modulador de amplitud

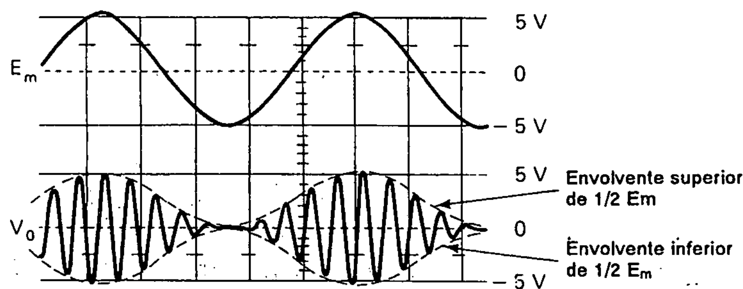
Los circuitos de la sección 12-5 multiplican las señales portadora y moduladora para generar una salida balanceada que se expresa ya sea como (1) un término producto o (2) las frecuencias suma y diferencia. El término "modulador balanceado" se originó en los días de los tubos de vacío en que era muy difícil "balancear" la portadora. Con los multiplicadores actuales se puede obtener una salida con portadora suprimida sin costo adicional. El modulador de amplitud clásico o estándar (AM) agrega el término portadora a la salida. La radio AM del automóvil usa modulación AM estándar. Una forma de agregar el término de portadora para generar una salida AM estándar se muestra en la figura 12-10(a). La señal moduladora se alimenta a una entrada del sumador. Un voltaje cd igual al valor pico del voltaje portador E_{cp} se alimenta a la otra entrada. Entonces, la salida del sumador se alimenta a la entrada y de un multiplicador, como se muestra en la figura 12-10(b). La señal portadora se alimenta a la entrada x. El circuito multiplica E_x por E_y, y su voltaje de salida es el estándar de AM dado por cualquiera de las siguientes ecuaciones

$$V_o = \begin{cases} \dfrac{E_{cp}^2}{10}\,\text{sen}\,2\pi f_c t & \text{(término de portadora)} \\ \quad + & \\ \dfrac{E_{cp}E_{mp}}{10}(\text{sen}\,2\pi f_c t)(\text{sen}\,2\pi f_m t) & \text{(término del producto)} \end{cases} \tag{12-9}$$



(a) Circuito del sumador para agregar señal de conductor





(b) El multiplicador como modulador

FIGURA 12-10 Circuito para demostrar la modulación de amplitud o modulación balanceada (ver también la figura 12-12).

o bien

$$V_o = \begin{cases} \dfrac{E_{cp}^2}{10} \operatorname{sen} 2\pi f_c t & \text{(portadora)} \\ + & \\ \dfrac{E_{cp} E_{mp}}{20} \cos 2\pi (f_c - f_m) t & \text{(frecuencia lateral inferior)} \\ - & \\ \dfrac{E_{cp} E_{mp}}{20} \cos 2\pi (f_c + f_m) t & \text{(frecuencia lateral superior)} \end{cases} \qquad \textbf{(12-10)}$$

El voltaje de salida V_o se muestra en la figura 12-10(b). Los niveles de voltaje se despejan en el siguiente ejemplo.

Ejemplo 12-10

En la figura 12-10, $E_{cp} = E_{mp} = 5$ V. La frecuencia portadora $f_c = 10$ kHz, y la frecuencia moduladora es $f_m = 1$ kHz. Evalúense las amplitudes pico de la salida portadora y los términos producto.

Solución Mediante la ecuación (12-9), el voltaje pico del término de portadora es

$$\frac{(5\text{ V})(5\text{ V})}{10} = 2.5\text{ V}$$

El voltaje pico del término producto es

$$\frac{(5\text{ V})(5\text{ V})}{10} = 2.5\text{ V}$$

Los voltajes pico de las frecuencias laterales son

$$\frac{(5\text{ V})(5\text{ V})}{20} = 1.25\text{ V}$$

La forma de onda de V_o se muestra en la figura 12-10(b). Obsérvese que la envolvente de V_o tiene la misma forma que E_m. Esto es característico de un modulador estándar de AM, *no* del modulador balanceado. Esto permite recuperar fácilmente la señal de audio E_m con un rectificador de media onda y un filtro capacitivo apropiado.

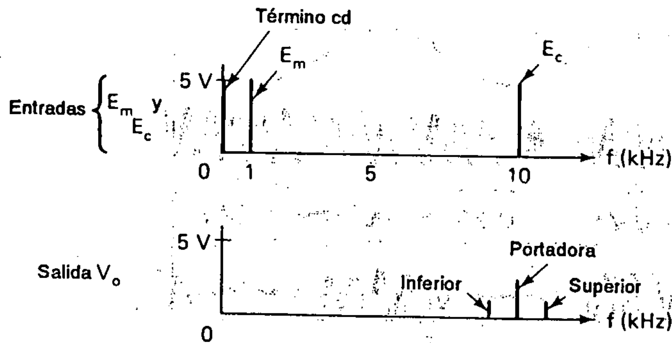


FIGURA 12-11 Espectro de frecuencia para un modulador AM estándar, f_c = 10 kHz, f_m = 1 kHz.

12-6.2 Espectro de frecuencia del modulador estándar de AM

Las frecuencias de señal presentes en V_o para la salida estándar de AM de la figura 12-10 se encuentran mediante la ecuación (12-10). Utilizando los valores de voltaje del ejemplo 12-10, se tiene

$$\begin{aligned} \text{portadora} &= 2.5 \text{ V pico a } 10{,}000 \text{ Hz} \\ \text{frecuencia lateral inferior} &= 1.25 \text{ V pico a } 9000 \text{ Hz} \\ \text{frecuencia lateral superior} &= 1.25 \text{ V pico a } 11{,}000 \text{ Hz} \end{aligned}$$

Estas frecuencias se grafican en la figura 12-11 y deben compararse con las del modulador balanceado de la figura 12-9.

12-6.3 Comparación entre los moduladores estándar de AM y los balanceados

Si el selector en la figura 12-10(a) se posiciona en AM, V_o contendrá tres frecuencias, f_c, $f_c + f_m$, y $f_c - f_m$, la frecuencia portadora más las frecuencias de suma y diferencia. Observe que la envolvente de V_o tiene la misma forma que la señal de formación E_m. Esta observación puede utilizarse para recuperar E_m de la señal AM, como se muestra en el ejemplo 12-10. Nótese que cuando no hay frecuencias de señal, la estación aún trasmite la portadora f_c. Los receptores de radio usan esto para activar los medidores de potencia de la señal, encender luces en la consola y para el control automático de volumen (CAV).

Si el selector en la figura 12-10(a) se posiciona en "balanceado", V_o contendrá sólo el término producto únicamente con dos frecuencias, $f_c + f_m$ y $f_c - f_m$. La envolvente de V_o *no* sigue a E_m. V_o *no* contiene f_c; este tipo de modulación se denomina *modulación balanceada* en el sentido que la portadora se ha eliminado. También se llama *modulación* con *supresión de la portadora eliminadora.* También se llama modulación con *portadora suprimida*, ya que la portadora está suprimida en la salida. Si no hay frecuencias de señal, la estación no trasmite. Este es un buen sistema para la operación clandestina. Para comparar la modulación balanceada y AM estándar, ambas salidas se muestran juntas en la figura 12-12.

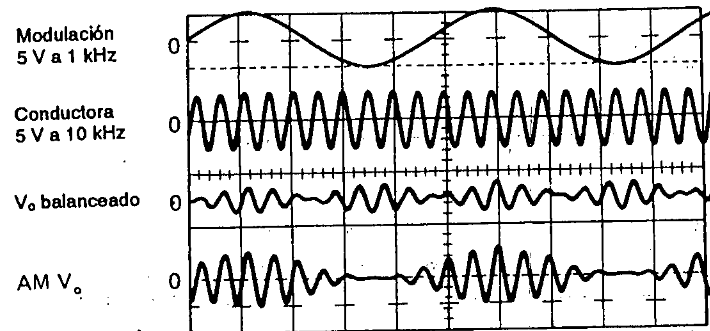
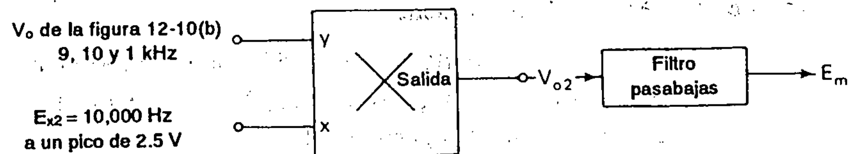
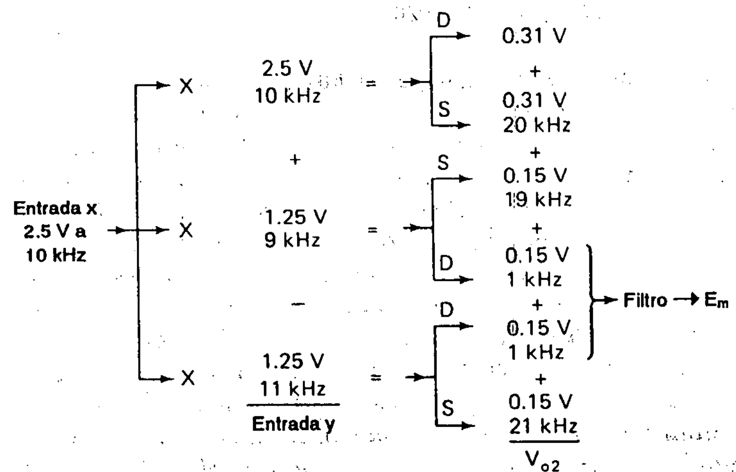


FIGURA 12-12 Comparación de modulación balanceada y de AM estándar de la figura 12-10.



(a) Multiplicador usado como demodulador



(b) Frecuencia y amplitud pico de componentes de señal en entrada x, entrada y, salida del multiplicador y filtro

FIGURA 12-13 El demodulador es un multiplicador más un filtro pasabajas.

12-7 DEMODULACION DE UN VOLTAJE EN AMPLITUD MODULADA

La *demodulación o detección*, es el proceso para recuperar una señal moduladora E_m del voltaje de salida modulado V_o. Para explicar como se logra esto, se aplica la onda modulada AM a la entrada *y* de un multiplicador como se muestra en la figura 12-13. Cada frecuencia en la entrada *y* se multiplica por la frecuencia portadora de la entrada *x* y genera una frecuencia suma y diferencia como se muestra en la figura 12-13(b). Dado que, sólo la frecuencia 1 kHz es la señal moduladora, se usa un filtro de pasabajas para extraer E_m. Por tanto, el demodulador es simplemente un multiplicador con la frecuencia portadora aplicada a una entrada y la señal AM que va a demodularse se alimenta en la otra entrada. La salida del multiplicador se alimenta a un filtro pasabajas cuya salida es la señal de información moduladora original E_m. Por tanto, un multiplicador, más un filtro pasabajas y la señal portadora es igual a un demodulador.

Las formas de onda en las entradas y salidas tanto del modulador AM como del demodulador se muestran en la figura 12-14. Obsérvese la forma desusada de V_{o2} debido a que contienen seis componentes detallados en la figura 12-13(b).

12-8 DEMODULACION DE UN VOLTAJE MODULADO BALANCEADO

La señal moduladora E_m se recupera de un modulador balanceado mediante la misma técnica que se emplea en la figura 12-13 y sección 12-7. La única diferencia es la ausencia de frecuencia portadora de 10 kHz en la entrada *y* del modulador. Esta frecuencia faltante de 10 kHz también elimina los terminos de cd y de 20 kHz en V_{o2}. El arreglo del circuito en la figura 12-15 fue construido para demostrar la técnica de demodulación y muestra las formas de onda resultantes. El E_m demodulado no es una onda senoidal pura, debido a que sólo se usó en filtro simple. Si f_c aumenta a 100 kHz, E_m estará más cercana a ser una onda senoidal pura. La frecuencia portadora alimentada al demodulador debe ser *exactamente* igual a la frecuencia portadora del modulador.

12-9 MODULACION Y DEMODULACION DE BANDA LATERAL UNICA

En el modulador balanceado de las figuras 12-8 y 12-9 puede añadirse un filtro pasaaltas (vea capítulo 12) a la salida del modulador. Si el filtro elimina todas las frecuencias laterales inferiores, la salida es una *banda lateral única* (SSB). Si el filtro sólo atenúa las frecuencias laterales inferiores (para dejar un *vestigio* de la banda lateral inferior), se tiene un modulador con banda lateral vestigial.

Supóngase que sólo una frecuencia moduladora f_m se aplica a nuestro modulador de banda lateral única junto con la portadora f_c. Su salida será una frecuencia

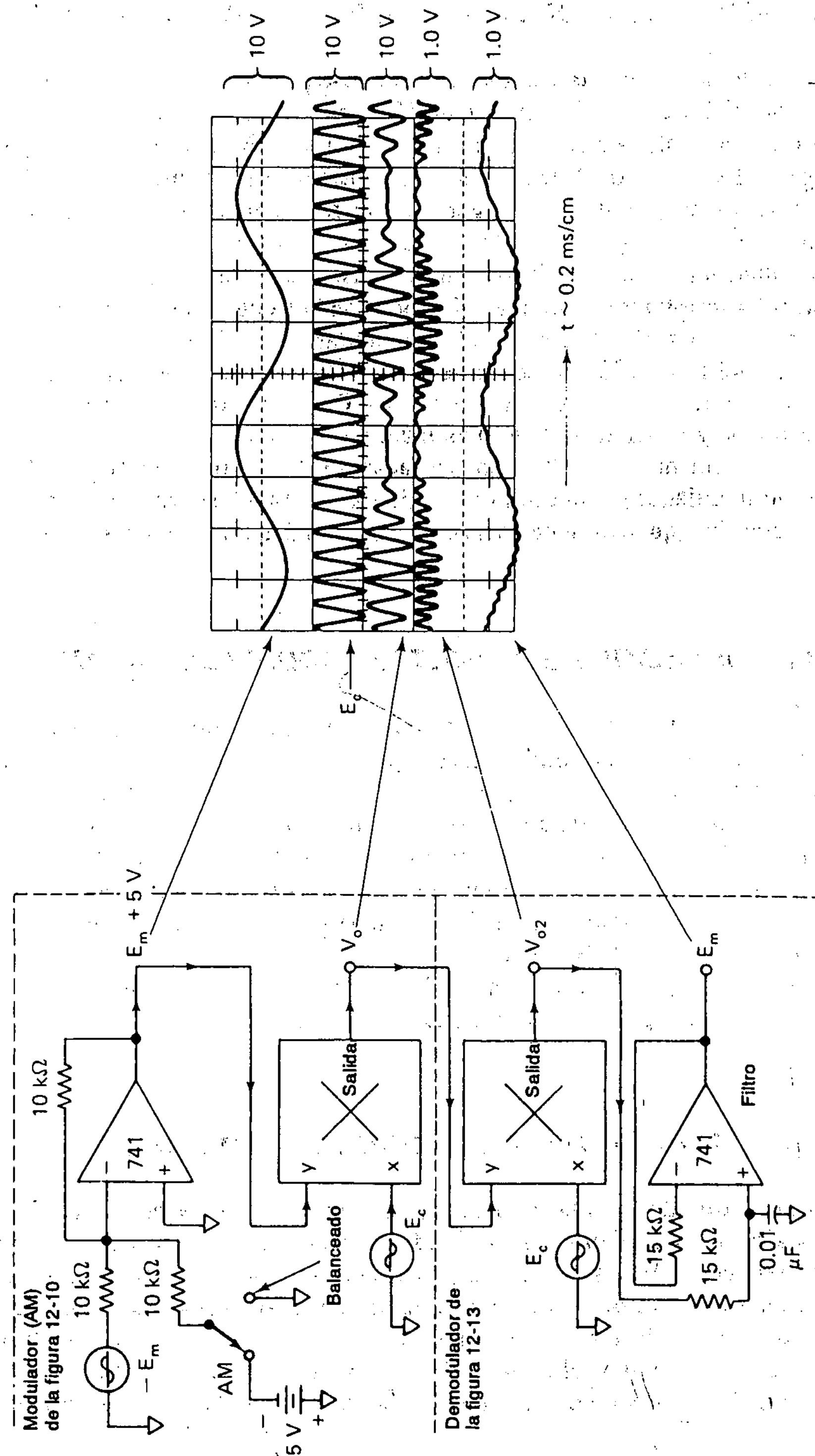


FIGURA 12-14 Formas de onda de voltaje en un modulador y demodulador de amplitud (f_c = 10 kHz, f_m = 1 kHz)

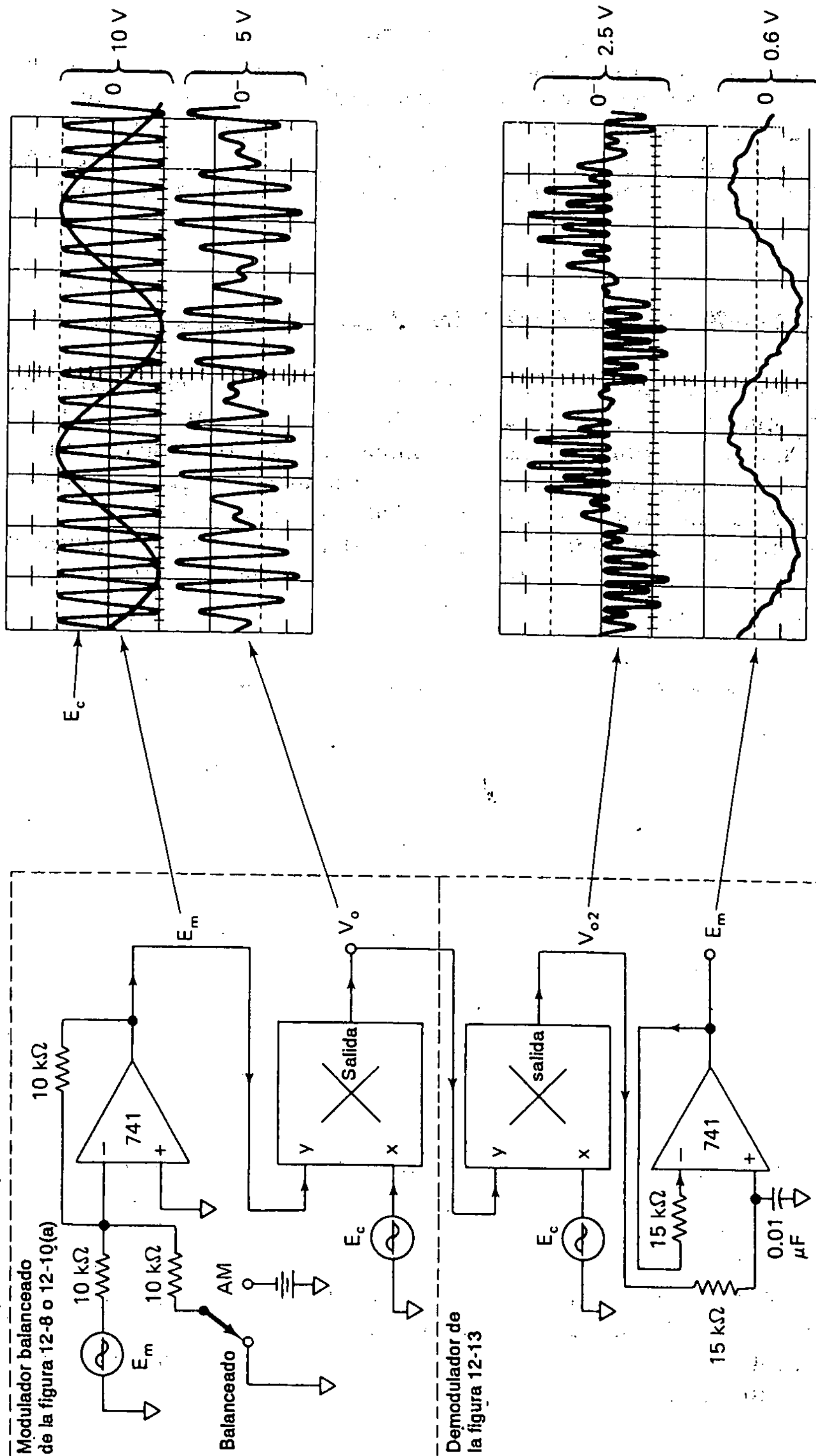


FIGURA 12-15 Demostración de modulador y demodulador con formas de onda.

lateral superior única $f_c + f_m$. Para demodular esta señal y recuperar f_m, todo lo que tiene que hacerse es conectar la señal SSB, $f_c + f_m$ a una entrada de un multiplicador y f_c a otra. De acuerdo con los principios establecidos en la sección 12-5.4, la salida del demodulador tendrá una frecuencia suma de $(f_c + f_m) + f_c$ y una frecuencia de diferencia de $(f_c + f_m) - f_c = f_m$. Un filtro pasabajas puede recuperar la señal moduladora f_m y eliminar con facilidad la señal de alta frecuencia $2f_c + f_m$.

12-10 CORRIMIENTO DE FRECUENCIA

En los circuitos de radiocomunicación, a menudo es necesario correr una frecuencia portadora f_c con sus frecuencias laterales acompañantes bajando a frecuencias intermedias inferiores f_{IF}. Este corrimiento de cada frecuencia se lleva a cabo con las conexiones al multiplicador que se muestran en la figura 12-16(a). Las señales portadoras moduladas se aplican a la entrada y. Un oscilador local se ajusta a una frecuencia, f_o, igual a la suma de la portadora y la frecuencia intermedia deseada se aplican a la entrada x. Las frecuencias presentes en la salida del multiplicador se calculan en el siguiente ejemplo.

Ejemplo 12-11

En la figura 12-16(a), las amplitudes y frecuencias de cada entrada son como sigue:

Entrada y:

Amplitud pico (V)	Frecuencia (kHz)
1	$(f_c + f_m) = 1005$
4	$f_c = 1000$
1	$(f_c - f_m) = 995$

donde f_c es la frecuencia portadora de la estación emisora y $(f_c + f_m)$ y $(f_c - f_m)$ son las frecuencias laterales superior e inferior debidas a una frecuencia moduladora de 5 kHz y frecuencia portadora de 1000 kHz.

Entrada x: El oscilador local se pone para una onda senoidal con pico de 5 V a 1445 kHz, debido a que la frecuencia intermedia deseada es 455 kHz. Encuéntrese el valor pico y la frecuencia de cada señal componente en la salida del multiplicador.

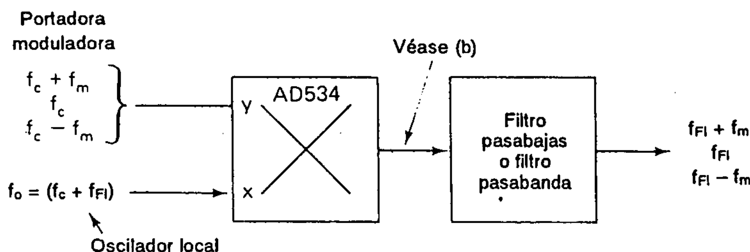
Solución De la ecuación (12-10), la amplitud pico de cada frecuencia de entrada *y* se multiplica por la amplitud pico de la frecuencia del oscilador local. Este producto se multiplica por $\frac{1}{20}$ ($\frac{1}{10}$ por el valor de escala $\times \frac{1}{2}$ por la identidad trigonométrica) para obtener la amplitud pico de las frecuencias de suma y diferencia resultantes en la salida del multiplicador. Los resultados se tabulan en la figura 12-16.

Todas las frecuencias presentes en la salida del multiplicador se grafican en el espectro de frecuencia en la figura 12-16(c). Se usa un filtro pasabajas o pasabanda para pasar solamente las tres frecuencias intermedias más bajas de 450, 455 y 460 kHz. Las frecuencias superiores intermedias de 2450, 2455 y 2460 kHz pueden utilizarse si se desea, pero por lo común se eliminan en el filtrado.

Se concluye a partir del ejemplo 12-11 que cada frecuencia presente en la entrada *y* se corre hacia abajo y hacia arriba a nuevas frecuencias intermedias. El conjunto inferior de frecuencias intermedias puede extraerse con un filtro. Por tanto, la información contenida en la portadora f_C se ha preservado y corrido a otra frecuencia subportadora o frecuencia intermedia. El proceso de corrimiento de frecuencia también se denomina *heterodino*. El principio heterodino se usará en la sección 12-13 para construir un receptor universal de AM que demodulará las señales de AM, y balanceará y modulará las señales de banda lateral única.

12-11 DIVISOR ANALOGICO

Un divisor analógico dará el cociente de dos señales o proporcionará control de ganancia. Se construye como se muestra en la figura 12-17 por la inserción de un multiplicador en el circuito de realimentación de un amplificador operacional. Como la entrada (–) del amplificador operacional hace uso de una corriente despreciable, *I* es igual en las resistencias iguales *R*. Por tanto, el voltaje de salida

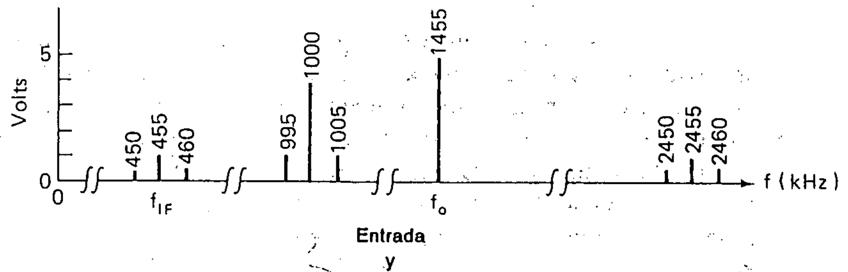


(a) Circuito para un cambiador de frecuencia

FIGURA 12-16 El multiplicador como cambiador de frecuencia.

	Salida del multiplicador	
Frecuencia en la entrada y (kHz)	Pico (V)	Frecuencia (kHz)
1005	$\frac{1 \times 5}{20} = 0.25$	1455 + 1005 = 2460 1455 − 1005 = 450
1000	$\frac{4 \times 5}{20} = 1.0$	1455 + 1000 = 2455 1455 − 1000 = 455
995	$\frac{1 \times 5}{20} = 0.25$	1455 + 995 = 2450 1455 − 995 = 460

(b) Frecuencias presentes en la salida del multiplicador



(c) Las frecuencias de entrada y se corren a la frecuencia intermedia

FIGURA 12-16 *(Cont.)*

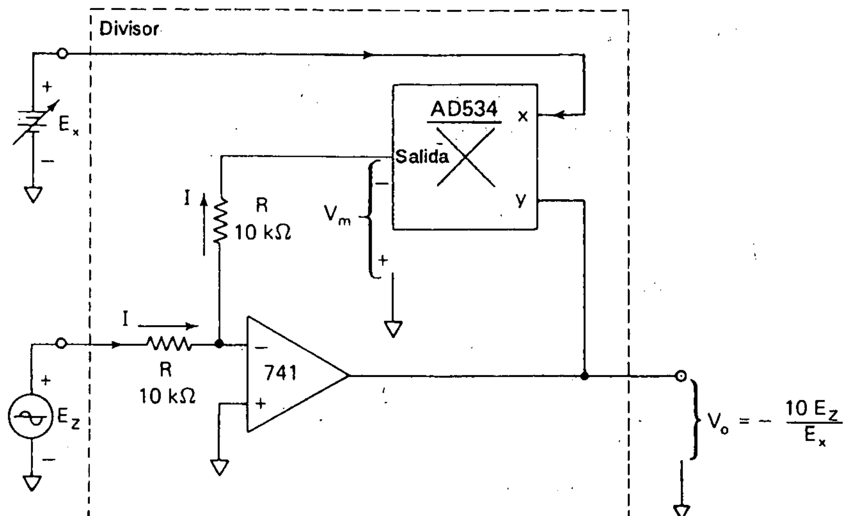


FIGURA 12-17 División con un amplificador operacional y un multiplicador.

del multiplicador V_m es igual en magnitud, pero opuesto en polaridad (con respecto a tierra) a E_Z o sea

$$E_Z = -V_m \tag{12-11a}$$

Pero V_m también es igual a un décimo (factor de escala) del producto de la entrada E_X y la salida del amplificador operacional V_o. Sustituyendo V_m se obtiene

$$E_Z = \frac{V_o E_x}{10} \tag{12-11b}$$

Despejando V_o, se obtiene

$$V_o = \frac{10 E_Z}{E_x} \tag{12-11c}$$

La ecuación (12-11c) muestra que la salida V_o del divisor es proporcional al cociente de las entradas E_Z y E_x. Nunca debe permitirse que E_x pase a 0 V o a un voltaje negativo, debido a que el amplificador operacional se satura. E_Z puede ser ya sea positivo o negativo, o 0 V. Obsérvese que el divisor puede considerarse como una ganancia de voltaje $10/E_x$ actuando en E_Z. De modo que si E_x cambia, la ganancia cambiará. Este control de la ganancia de voltaje es útil en los circuitos de control automático de volumen.

12-12 EXTRACTOR DE RAIZ CUADRADA

Se puede utilizar un divisor para extraer raìces cuadradas conectando ambas entradas del multiplicador a la salida del amplificador operacional (véase figura 12-18). La ecuación (12-11a) también pertenece a la figura 12-18, pero ahora V_m es un décimo (factor de escala) de $V_o \times V_o$, o bien

$$-E_Z = V_m = \frac{V_o^2}{10} \tag{12-12a}$$

Despejando V_o (eliminando $\sqrt{-1}$) se obtiene

$$V_o = \sqrt{10|E_Z|} \tag{12-12b}$$

La ecuación (12-12b) establece que V_o es igual a la raíz cuadrada de 10 veces la *magnitud* de E_Z. E_Z debe ser un voltaje negativo, o se saturará el amplificador operacional. La amplitud de E_Z está entre – 1 y – 10 V. Los voltajes menores de – 1 V causarán imprecisiones. El diodo evita la saturación (–) para E_Z positivo. Si E_Z es un valor positivo se invierte el diodo.

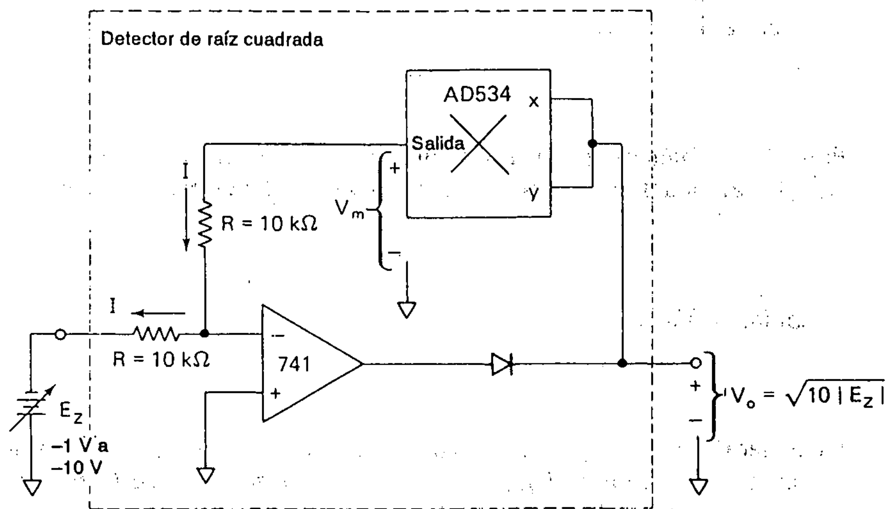


FIGURA 12-18 Extracción de raíz cuadrada.

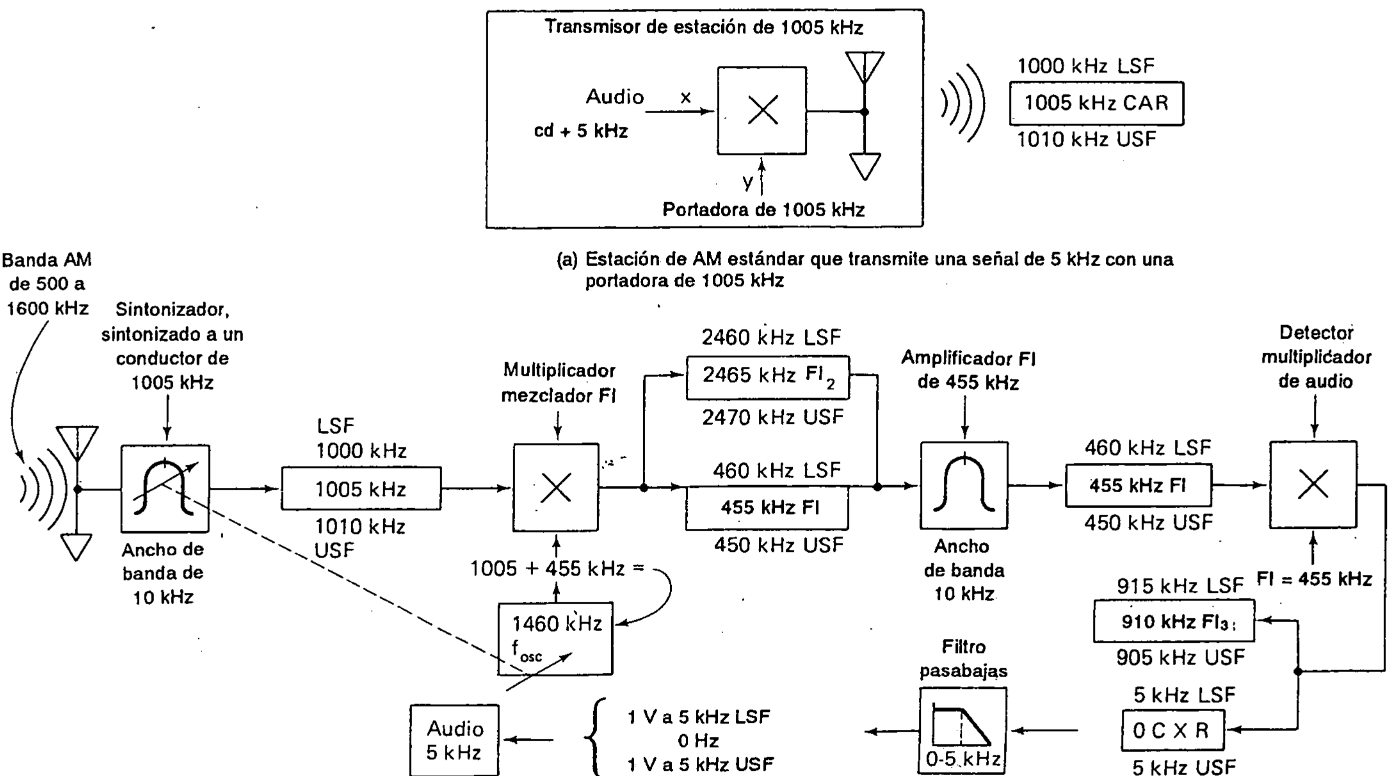
12-13 RECEPTOR UNIVERSAL DE AMPLITUD MODULADA

12-13.1 Sintonizador y mezclador

El radio ordinario del automóvil o el hogar de AM puede recibir sólo las señales estándar de AM que ocupan la banda de emisión AM, de 500 a 1500 kHz. Este tipo de radio receptor no puede extraer las señales de información o audio de banda lateral única (CB) o transmisión de portadora suprimida.

En la figura 12-19 se muestra un receptor que recibirá cualquier tipo de transmisión AM, portadora más bandas laterales, sin portadora o una banda lateral única (ya sea superior o inferior). Para entender su operación, supóngase que una estación está transmitiendo una señal de audio de 5 kHz que modula una onda portadora a 1005 kHz. La estación transmite un espectro de frecuencias estándar de AM de la portadora a 1005 kHz y ambas bandas laterales superior e inferior de 1000 y 1010 kHz [véase la figura 12-19(a)].

En la figura 12-19(b) el *sintonizador* del receptor está ajustado para seleccionar está banda única de frecuencias de 10 kHz de la estación entre toda la banda de emisiones de frecuencias que están presentes en la antena del receptor. Un *oscilador local* en el radio está diseñado para producir una señal que sigue al sintonizador y está siempre 455 kHz por arriba de la frecuencia del sintonizador. Las frecuencias de salida del sintonizador y el oscilador se multiplican con el *mezclador* de *FI*. El mezclador actúa como un modificador de frecuencia para cambiar la frecuencia



(a) Estación de AM estándar que transmite una señal de 5 kHz con una portadora de 1005 kHz

(b) Distribución de frecuencia por un receptor universal AM

FIGURA 12-19 El receptor superheterodino en (b) puede demodular o detectar señales de audio de la transmisión estándar de AM en (a) y también banda lateral única o AM portadora suprimida.

portadora que llega al radio hacia abajo a una portadora de *frecuencia intermedia* (*FI*) de 455 kHz.

12-13.2 Amplificador de frecuencia intermedia

La salida del mezclador FI contiene, tanto frecuencias de suma (2465 kHz portadora FI2), como frecuencias diferencia (455 kHz portadora de FI). Sólo se amplifican las frecuencias diferencia por el *amplificador de FI* sintonizado a alta ganancia. Este primer cambio de frecuencia (heterodino) se realiza de modo que el amplificación de la señal se hace con un amplificador de banda estrecha única sintonizado en FI, que por lo común tiene tres etapas de ganancia. *Cualquier* portadora de estación que seleccione el sintonizador es corrida por el oscilador local y el mezclador multiplicador a la frecuencia intermedia inferior para amplificación. Se utiliza este esquema de corriente descendente de frecuencia debido a que es mucho más fácil construir un amplificador confiable de FI de banda estrecha (ancho de banda de 10 kHz centrado en una portadora de 455 kHz) que construir uno que proporcione una ganancia igual, y *seleccione* 10 kHz de ancho de banda sobre el espectro *entero* de emisión AM.

12-13.3 Proceso de detección

La salida de amplificador de FI, se multiplica por la frecuencia intermedia en el *multiplicador detector de audio*. El término *detección* significa que va a *detectarse o demodularse* la señal de audio de la portadora de FI de 455 kHz. El detector de audio cambia la portadora de entrada y las frecuencias laterales hacia arriba y abajo como las frecuencias suma y diferencia. Sólo las frecuencias difrencia se transmiten a través de un filtro pasabajas en la figura 12-19(b). El estudiante astuto observará que las frecuencias del *filtro pasabajas* de salida *no* están etiquetadas +5 kHz para las frecuencias lateral superior y –5 kHz para frecuencias de lateral inferior. Si desarrollan con matemáticas usando ondas senoidales para las señales de audio, portadora, oscilador local y FI, resulta que ambas señales de audio 5 kHz están en fase (como ondas cosenoidales negativas). La salida del filtro pasabajas se aplica a un amplificador de audio y por último a una bocina.

12-13.4 Receptor universal de AM

¿Por qué este receptor puede hacer lo que otros no pueden? En las secciones anteriores se analiza la transmisión de AM estándar de una portadora más ambas frecuencias laterales superior e inferior. Supóngase que se elimina la portadora de 1005 kHz del transmisor de la figura 12-19(a). Obsérvese cómo la portadora se identifica por el rectángulo que la encierra conforme progresa a través del receptor en la figura 12-19(b). Si no entra la portadora al receptor, y sólo las frecuencias laterales, ambas señales de audio (FLS y FLI) entrarán todavía al amplificador de

audio, por tanto, este receptor puede recuperar información de audio ya sea, por: modulación estándar o balanceada de AM. Un radio AM de automóvil *no* recuperará la señal de transmisiones de AM balanceadas.

A continuación, supóngase que se ha eliminado (por filtrado) la portadora y la frecuencia lateral superior del transmisor en la figura 12-19(a); sólo se emitirá la frecuencia lateral más baja de 1000 kHz. La banda lateral más baja entera ocupará de 1000 a 1005 kHz. Esto es transmisión de *banda lateral única*. En el receptor, el sintonizador seleccionará 1000 kHz (a 1005 kHz). El amplificador de FI tendrá salida a 460 kHz (a 455 kHz). Por último, el filtro de pasabajas dará una salida de 1 a 5 kHz (a 0 kHz); por tanto, este receptor también recibirá transmisión de banda lateral única. La versatilidad de este tipo de receptor es inherente al diseño. No requiere interrupciones para activar cambios de circuito para los diferentes tipos de modulación de AM.

EJERCICIOS DE LABORATORIO

Uno de los multiplicadores analógicos más fáciles de emplear es el circuito integrado AD534 de precisión y con calibración interna. Viene con excelentes hojas de información y notas de apoyo para las aplicaciones; es un producto de Analog Devices, Inc. No se requieren potenciómetros de ajuste externos. Una alternativa de bajo costo es el AD533 de la figura 12-3. Puede adquirirse experiencia de laboratorio empleando el AD533, o bien, el AD534 para reproducir las formas de onda en el duplicador de frecuencias que se observa en la figura 12-5.

Se necesitarán dos generadores de señales o funciones para construir los moduladores de amplitud de las figuras 12-8 y 12-10, así como los sistemas de las figuras 12-14 y 12-5. Utilice una señal moduladora de 1 kHz y una señal de 10 kHz para la portadora. Mantenga siempre E_m en la entrada A de un osciloscopio y dispare este desde el cruce positivo por cero de E_m. Con paciencia podrá sincronizar manualmente la portadora de 10 kHz con la señal de 1 kHz.

Puede realizarse una demostración interesante con el circuito de la figura 12-14. Sintonice un receptor estándar de AM a una frecuencia vacía de 600 kHz aproximadamente. Conecte unos 3 metros de cable a la salida del modulador. Ajuste a 600 kHz la frecuencia del oscilador de portadora . Sintonice la radio hasta que capte la señal de 1 kHz. El alcance es apenas de unos 6 metros y, por lo mismo, no violará ninguna regulación federal de comunicaciones.

PROBLEMAS

12-1. Obtenga V_o en la figura 12-1 para la siguiente combinación de entradas: (a) $x = 5$ V, $y = 5$ V; (b) $x = -5$ V, $y = 5$ V; (c) $x = 5$ V, $y = -5$ V; (d) $x = -5$ V, $y = -5$ V.

12-2. Establezca el cuadrante del punto de operación para cada combinación del problema 12-1; véase la figura 12-2(a).

12-3. ¿Cuál es el nombre del procedimiento usado para hacer $Vo = 0$ V cuando ambas entradas x y y están a 0 V?

12-4. Encuentre V_o en la figura 12-4 si $E_i = -3$ V.

12-5. El valor pico de E_i en la figura 12-5 es 8 V, y su frecuencia es 400 Hz. Evalúe (a) los términos de cd en la salida; (b) el término de ca en la salida.

12-6. En la figura 12-6, $E_{xp} = 10$ V, $E_{ip} = 10$ V, y $\theta = 30°$. Obtenga V_o.

12-7. Repita el problema de la figura 12-6 para $\theta = -30°$.

12-8. En el modulador balanceado en la figura 12-8, E_x es una onda senoidal de 5 kHz con un pico de 8 V y E_y es una onda senoidal de 3 kHz con un pico de 5 V. Encuentre el voltaje pico de cada frecuencia en la salida.

12-9. En la figura 12-8, la frecuencia de portadora es 15 kHz. Las frecuencias moduladoras varían entre 1 y 2 kHz. Obtenga las bandas laterales superior e inferior.

12-10. El interruptor está en AM en la figura 12-10. La frecuencia moduladora es de 10 kHz con un pico de 5 V. La portadora está a 100 kHz con un pico de 8 V. Identifique el valor pico en cada frecuencia contenida en la salida.

12-11. Si el interruptor se cambia a "balanceado" en el problema 12-10, ¿Qué cambios ocurrirían en la salida?

12-12. La entrada x en la figura 12-13 está compuesta por tres ondas senoidales de 5 V a 20 kHz, 2.0 V a 21 kHz, y 2.0 V a 19 kHz. La entrada y es de 5 V a 20 kHz. ¿Cuáles son los componentes de frecuencia de la señal en la salida?

12-13. Se desea cambiar una señal de 550 kHz a frecuencia intermedia de 455 kHz. ¿Qué frecuencia debe generarse por el oscilador local?

12-14. $E_x = 10$ V y $E_z = -1$ V en la figura 12-17. Obtenga V_o.

CAPITULO 13

Circuitos integrados temporizadores

OBJETIVOS DE APRENDIZAJE

Al terminar de leer este capítulo sobre circuitos integrados temporizadores, el estudiante será capaz de:

- Mencionar tres estados de operación de un temporizador 555 y explicar cómo están controlados por las terminales de disparo y de umbral.
- Dibujar circuitos que produzcan retardo de tiempo o un pulso inicial al aplicar corriente.
- Conectar el 555 para construir un oscilador de cualquier frecuencia.
- Usar osciladores 555 para construir un oscilador de incremento de tono o un modificador de frecuencia controlado por voltaje.
- Explicar la operación de un 555 cuando se conecta para funcionar como multivibrador de un disparo o monoestable.

- Emplear el 555 de un disparo como interruptor de tacto, divisor de frecuencia o detector de pulso perdido.
- Describir la operación de un XR2240, temporizador/contador programable.
- Conectar el XR2240 como temporizador de gran intervalo, oscilador libre, generador de patrón binario o sintetizador de frecuencia.
- Construir un interruptor temporizador programable.

13.0 INTRODUCCION

Las aplicaciones como osciladores, generadores de pulso, generadores de rampa u onda cuadrada; multivibradores de un disparo, alarmas contra robo y monitores de voltaje, requieren un circuito capaz de producir intervalos de tiempo medido. El circuito integrado temporizador más popular es el 555, introducido primero por Signetics Corporation (véase el apéndice 4). Similar a los amplificadores operacionales de propósito general, el 555 es confiable, fácil de usar en gran variedad de aplicaciones y de bajo costo. El 555 también puede operar con voltajes de alimentación de + 5 V a + 18 V, por tanto es compatible tanto con los circuitos TTL (lógica de transistor-transistor) como con amplificadores operacionales. El temporizador 555 puede considerarse como un conjunto funcional que tiene dos comparadores, dos transistores, tres resistencias iguales, un flip-flop y una etapa de salida, según se muestran en la figura 13-1.

Además del temporizador 555, también están disponibles los temporizadores de conteo como el Exar XR—2240 que contiene un temporizador 555 más un contador binario programable en un encapsulado de 16 terminales. Un solo 555 tiene un intervalo máximo de tiempo de aproximadamente 15 min. Los temporizadores de conteo tienen un rango de tiempo máximo de días. El intervalo de tiempo de ambos puede extenderse a meses o incluso años conectados en cascada. El estudio de los temporizadores comenzará con el 555 y sus aplicaciones y luego se procederá con los contadores de tiempo.

13-1 MODOS DE OPERACION DEL TEMPORIZADOR 555

El temporizador 555 CI tiene dos modos de operación, ya sea como un multivibrador astable (de oscilación libre) o como un multivibrador monoestable (un disparo). La operación en oscilación libre del 555 se muestra en la figura 13-2(a). El voltaje de salida cambia de un estado alto a uno bajo y reinicia el ciclo. El tiempo de la salida en alto o bajo, lo determina el circuito resistencia-capacitor conectado en forma externa al temporizador 555 (véase la sección 13-2). El valor del voltaje alto de salida es ligeramente menor que V_{CC}. El valor del voltaje de salida en el estado bajo es aproximadamente de 0.1 V.

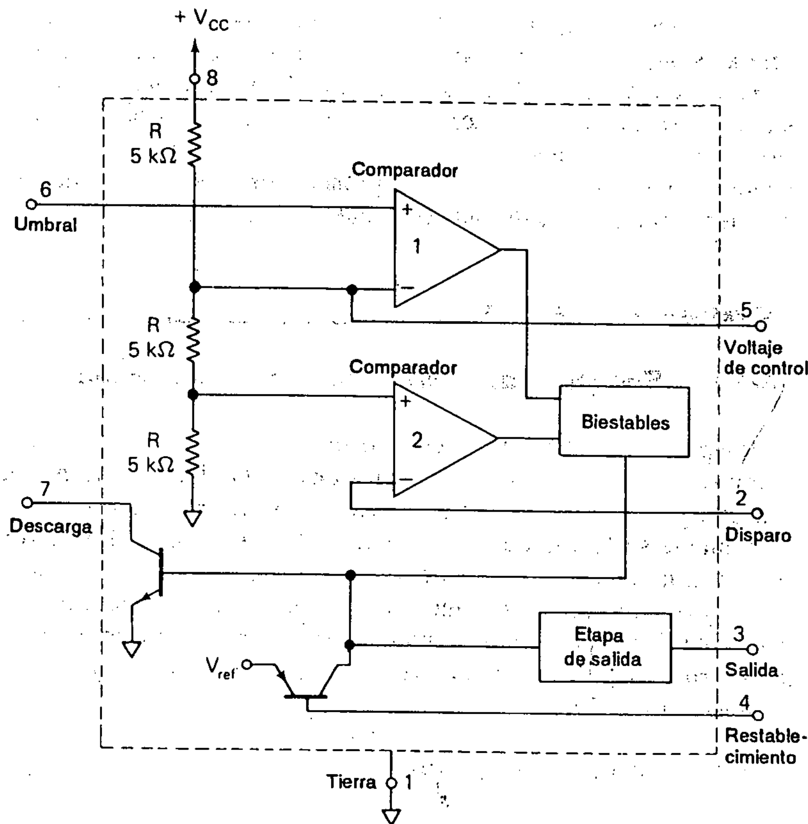


FIGURA 13-1 Temporizador de circuito integrado 555.

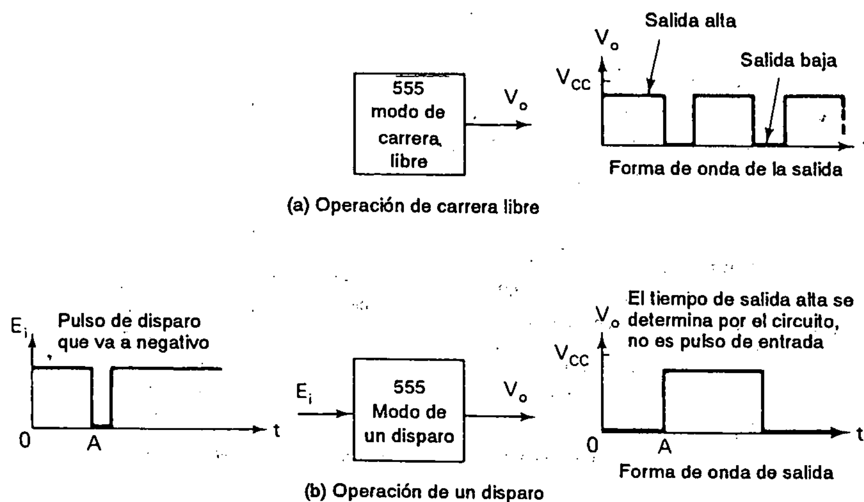


FIGURA 13-2 Modo de operación de un temporizador 555.

Cuando el temporizador opera como multivibrador de un disparo, el voltaje de salida es bajo hasta que se aplica un pulso de disparo negativo; entonces la salida cambia a voltaje alto. El tiempo en que la salida permanece en alto se determina con una resistencia y un capacitor conectados al temporizador. Al final del intervalo, la salida regresa al estado bajo. La operación monoestable se examina con detalle en las secciones 13-5 y 13-6. Para comprender cómo opera un temporizador 555, se da una descripción breve de cada terminal en la sección 13-2.

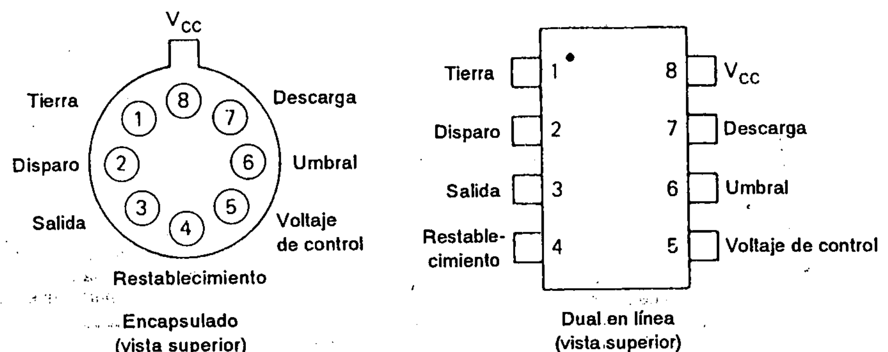
13-2 TERMINALES DEL 555

13-2.1 Encapsulado y terminales de alimentación

El temporizador 555 está disponible en dos tipos de encapsulado TO-99 y DIP, como se muestra en la figura 13-3(a) y en el apéndice 4. La terminal 1 es la común, o tierra, y la terminal 8 es para conectar a la terminal positiva de la fuente V_{CC}. V_{CC} puede ser cualquier voltaje entre +5 V y + 18 V. Por tanto, el 555 puede recibir alimentación de una fuente para lógica digital (+ 5V), para CI lineales (+ 15 V) y de baterías de automóviles o pilas secas. La circuitería interna requiere cerca de 0.7 mA por volt de alimentación (10 mA para V_{CC} = +15) para establecer las corrientes internas de polarización. La disipación máxima de potencia del encapsulado es 600 mW.

13-2.2 Terminal de salida

Como se muestra en las figuras 13-3(b) y 13-3(c) la terminal de salida, terminal 3, puede suministrar o consumir corriente. Una carga *flotante* a V_{CC} está *activa*



(a) Conexiones de terminal y tipos de encapsulado del 555

FIGURA 13-3 Operación de la salida del temporizador 555 y terminales del encapsulado. Puede conectarse ya sea a un potencial o a tierra, aunque por lo general no en forma simultánea.

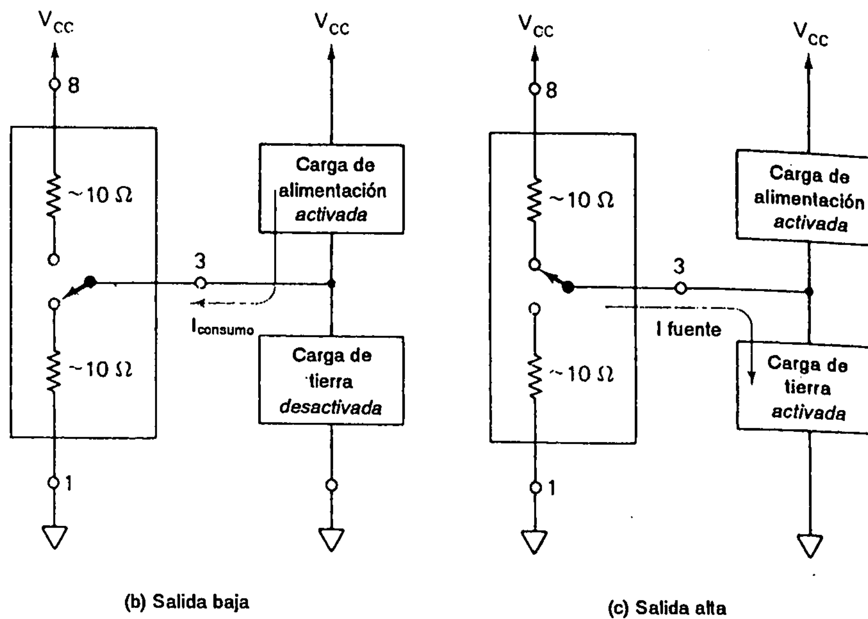


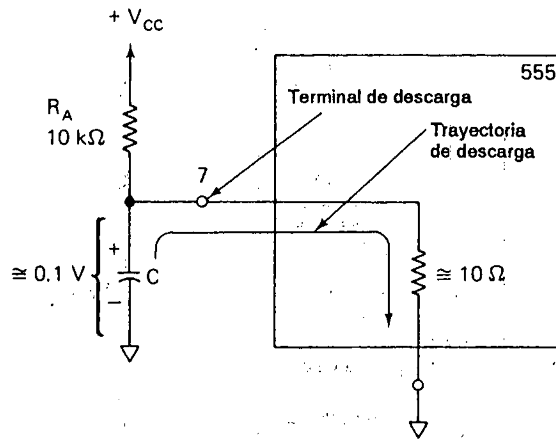
FIGURA 13-3 *(Cont.)*

cuando el nivel de *salida* es *bajo* y *desactiva* cuando el nivel de salida es *alto*. Una carga *a tierra* está *activa* cuando la *salida* es *alta*, y *desactiva* cuando el nivel de salida es bajo. En operación normal, ya sea la carga a V_{CC} ó la carga puesta a tierra, está conectada a la terminal 3. La mayoría de las aplicaciones no requieren ambos tipos de cargas al mismo tiempo.

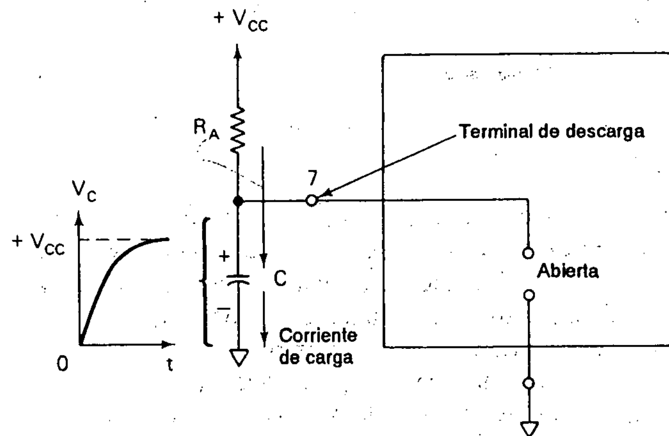
El máximo drenaje o fuente de corriente es técnicamente 200 mA, pero un valor más apegado a la realidad es de 40 mA. El voltaje alto de salida [figura 13-3)(c)] es cerca de 0.5 V abajo de V_{CC}, y el voltaje bajo de salida [figura 13.3 (b)] está cercano a 0.1 V con respecto a tierra, para corriente de cargas abajo de 25 mA.

13-2.3 Terminal de restablecimiento

La terminal de restablecimiento, 4, permite deshabilitar el 555 y anula incluso la señal en la entrada de disparo. Cuando no se usa, la terminal de restablecimiento debe conectarse a + V_{CC}. Si la terminal de restablecimiento se pone a tierra o su potencial se reduce abajo de 0.4 V, tanto la terminal de salida, terminal 3 como la terminal de descarga, terminal 7 están aproximadamente a potencial tierra. En otras palabras, la salida se mantiene baja. Si la salida estuviera en nivel alto, conectando a tierra la terminal de restablecimiento inmediatamente forzaría la salida a nivel bajo.



(a) Modelo de la terminal de descarga cuando la salida está en nivel bajo, y el capacitor está descargando



(b) Modelo de la terminal de descarga cuando la salida está en nivel alto y el capacitor está cargado

FIGURA 13-4 Operación de la terminal de descarga.

13-2.4 Terminal de descarga

La terminal de descarga 7, se usa por lo general para descargar un capacitor externo temporizador cuando la salida está baja. Cuando la salida está alta, la terminal 7 actúa como un circuito abierto y permite que el capacitor se cargue a un valor determinado por una resistencia externa o resistencias y capacitores. En la figura 13-4 se muestra un modelo de la terminal de descarga cuando está cargándose y descargándose.

13-2.5 Terminal de voltaje de control

Por lo común se conecta un filtro capacitor a 0.01-μF de la terminal del voltaje de control, terminal 5, a tierra. El capacitor "puentea" a tierra los voltajes de ruido y modulación de la fuente de potencia para minimizar su efecto en el voltaje de umbral. La terminal de voltaje de control también puede utilizarse para cambiar los dos niveles de voltajes de umbral y de disparo. Por ejemplo, la conexión de una resistencia de 10 kΩ entre las terminales 5 y 8 cambia el voltaje de umbral a 0.5 V_{CC} y el voltaje de disparo a 0.25 V_{CC}. Un voltaje externo aplicado a la terminal 5 cambiará tanto el voltaje de umbral como el disparo y también puede usarse para modular la forma de onda en la salida.

13-2.6 Terminales de disparo y de umbral

El 555 tiene dos estados posibles de operación y uno de memoria. Ambos están determinados tanto por la entrada de *disparo* terminal 2, como por la entrada de *umbral*, terminal 6. La entrada de disparo se compara (comparador 1 de la figura 13-1) con un voltaje de umbral más bajo V_{LT} que es igual a $V_{CC}/3$. La entrada de umbral se compara (comparador 2) con un voltaje de umbral alto V_{UT} que es igual a 2 $V_{CC}/3$. Cada entrada tiene dos niveles posibles de voltaje, ya sea arriba o abajo de su referencia. Por tanto, con dos entradas hay cuatro combinaciones posibles que causarán cuatro estados de operación posibles.

Las cuatro posibles combinaciones de entrada y los estados correspondientes del 555 se dan en la tabla 13-1. En el estado de operación A, ambas, disparo y umbral están *abajo* de sus respectivos voltajes de umbral y la terminal de salida (terminal 3) está en *alto*. En el estado de operación D, *ambas* entradas están *arriba* de sus voltajes de umbral y la terminal de salida está en *bajo*.

Como se observa, las entradas bajas dan salida alta, y entradas altas dan salida baja, esto podría llevar a la conclusión de que el 555 actúa como inversor. Sin embargo, como se muestra en la tabla 13-1, el 555 también tiene un estado de

TABLA 13-1 ESTADOS DE OPERACION DE UN TEMPORIZADOR 555: V_{UT} = 2 $V_{cc}/3$, $V_{LT} = V_{cc}/3$; ALTO ≅ V_{cc}, BAJO O TIERRA ≅ 0 V

Estado de operación	Disparo terminal 2	Umbral terminal 6	Estado de las terminales	
			Salida 3	Descarga 7
A	Abajo V_{LT}	Abajo V_{UT}	Alta	Abierta
B	Abajo V_{LT}	Arriba V_{UT}	Alta	Abierta
C	Arriba V_{LT}	Abajo V_{UT}	Recuerda el último estado	
D	Arriba V_{LT}	Arriba V_{UT}	Baja	Tierra

memoria. El estado de memoria *C* ocurre cuando la entrada de disparo está por *encima, y* la entrada de umbral está por debajo respecto a sus voltajes de referencia.

Una ayuda visual para comprender cómo ocurren estos estados de operación se presenta en la figura 13-5. Un voltaje de entrada E_i se aplica a *ambas* terminales de disparo y entrada de umbral. Cuando E_i está abajo de V_{LT} durante los intervalos A-B y E-F, resulta el estado de operación A, de modo que la salida V_{o3} es alta. Cuando E_i queda arriba de V_{LT} pero abajo de V_{UT}, dentro del intervalo B-C, el 555 entra al estado C y recuerda su último estado A. Cuando E_i excede V_{UT} el estado de operación D envía la salida a baja. Cuando E_i cae entre V_{UT} y V_{LT} durante el intervalo D-E, el 555 recuerda el último estado D y su salida permanece baja. Por último, cuando E_i cae abajo de V_{LT} durante el intervalo E-F, el estado A envía la salida a alta.

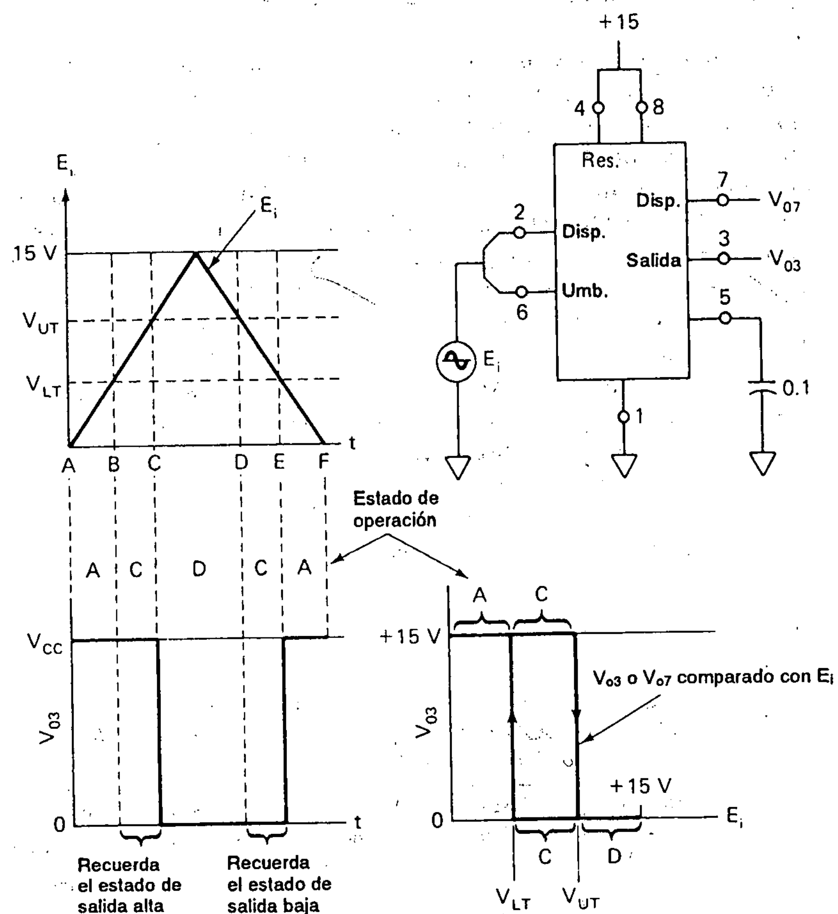


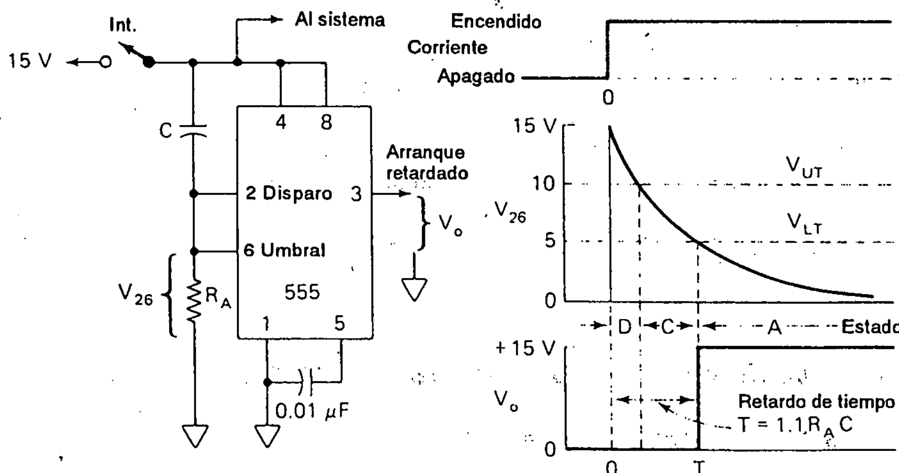
FIGURA 13-5 Tres de los cuatro estados de operación de un temporizador 555 se muestran por un circuito de prueba para medir E_i y V_{o3} comparados con el tiempo y V_{o3} comparado con E_i.

Al graficar la salida $V_{o}3$ comparado con Ei en la figura 13-5, se observa una característica de histéresis. Recuérdese del capítulo 4 que un *lazo de histéresis* significa que el circuito tiene *memoria.* Esto también significa que si las entradas se encuentran en uno de los estados de memoria, no puede decirse en qué estado se encuentra la salida, a menos que se conozca el estado previo. Ahora se darán dos aplicaciones de *encendido* para mostrar cómo analizar la operación del circuito mediante la tabla 13-1.

13-2.7 Retardos en el tiempo de encendido

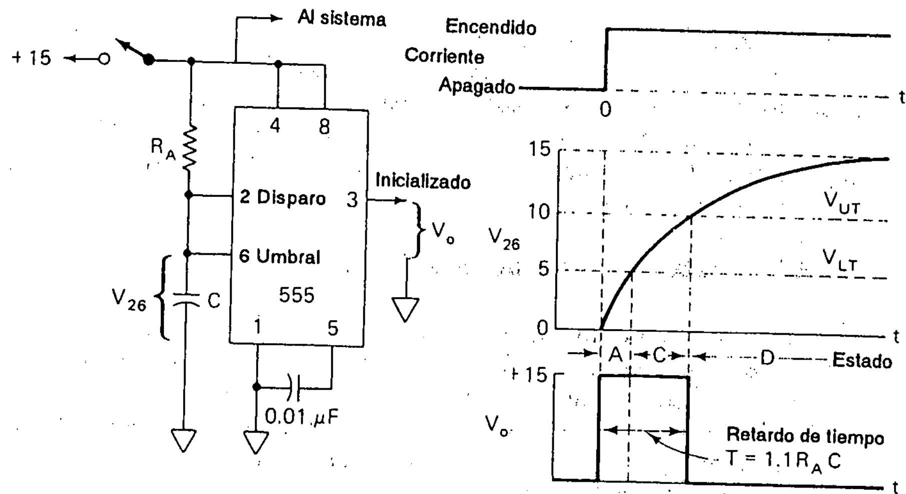
Hay dos tipos de eventos temporizados que pueden requerirse durante una aplicación de encendido. Puede desearse aplicar corriente a una parte de un sistema y esperar un corto intervalo antes de encender alguna otra. Por ejemplo, es necesario poner todos los contadores en cero antes de encender una computadora personal al pricipio de un día de trabajo. En la figura 13-6(a) se muestra un circuito que da solución a este problema.

Cuando el interruptor se coloca en la posición de encendido al tiempo t = 0, el voltaje inicial del capacitor es cero. En consecuencia, tanto la terminal 2 como la 6 están arriba de su respectivo umbral y la salida permanecerá baja en el estado de operación D. Conforme el capacitor *C* se carga, el umbral cae abajo de V_{UT} mientras el disparo está todavía arriba de V_{LT} forzando al 555 al estado de memoria C. Por



(a) La salida V_o no va a alta hasta que transcurre un intervalo de tiempo T después de la aplicación de potencia a t = 0

FIGURA 13-6 Aplicaciones de corriente con retardo de tiempo que se analizan con referencia a la tabla 13-1.



(b) La salida V_o se va alta por un intervalo de tiempo T después de que se aplica corriente

FIGURA 13-6 (Cont).

último, tanto el disparo como el umbral caen precisamente abajo de V_{LT}, donde el 555 entra al estado A y pone la salida en alto, al tiempo T.

El resultado neto es que la salida de la terminal 3 del 555 se retarda un tiempo T después del cierre del interruptor al tiempo $t = 0$. El retardo de tiempo se encuentra por $T = 1.1\ R_AC$.

Intercambiando R_A y C, puede generarse un retardo de tiempo con una salida alta. En el circuito de la figura 13-6(b) se aplica corriente a un sistema cuando el interruptor se cierra. La salida del 555 se va a alta por un periodo de tiempo T y luego va a baja. T se obtiene mediante la ecuación (13-9). Este tipo de pulso de encendido se utiliza para establecer contadores e inicializar secuencias de computadora después de una falla de energía. También puede dar cierto tiempo para que un operador salga después de activar un sistema de alarma y antes de que se accione.

13-3 OPERACION EN OSCILACION LIBRE O ESTABLE

13-3.1 Operación del circuito

El 555 se conecta como multivibrador de oscilación libre en la figura 13-7(a). Con referencia a las formas de onda de la figura 13-7(b) para seguir la operación del circuito. En el tiempo A las terminales 2 y 6 van exactamente abajo de $V_{LT} = \frac{1}{3}$ V_{CC} y la terminal de salida 3 a alto (estado A). La terminal 7 también queda abierta,

abierta, de modo que el capacitor C se carga a través de $R_A + R_B$. Durante el tiempo alto de salida A – B, el 555 está en el estado de memoria C, recordando el estado anterior A. Cuando V_C pasa justo arriba de $V_{UT} = \frac{2}{3} V_{CC}$ en el tiempo B, el 555 entra al estado D y envía una señal baja. La terminal 7 también pasa a baja y el capacitor C se descarga a través de la resistencia R_B. Durante el tiempo de salida baja B – C, el 555 está en estado de memoria C, recordando el estado previo D. Cuando V_C cae precisamente abajo de V_{LT}, se repite la secuencia.

13-3.2 Frecuencia de oscilación

La salida permanece alta durante el intervalo de tiempo en que C se carga desde 1/3 V_{CC} a 2/3 V_{CC} como se muestra en la figura 13-7(b) y (c). Este intervalo está dado por

$$t_{alta} = 0.695\,(R_A + R_B)C \tag{13-1}$$

La salida está baja durante el intervalo en que C se descarga de 2/3 V_{CC} a 1/3 V_{CC} y está dado por

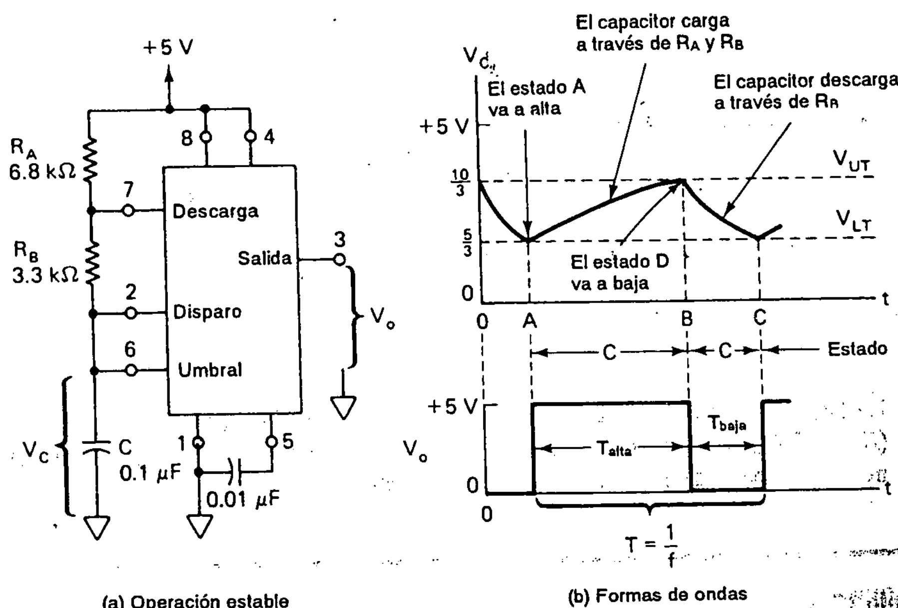
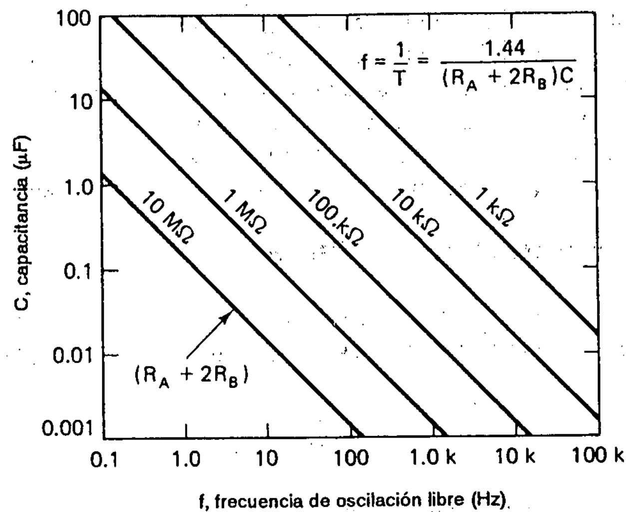


FIGURA 13-7 Se muestran las formas de onda en (b) para el multivibrador estable de oscilación libre en (a). La frecuencia de operación está determinada por los valores de resistencia y capacitancia en (c).



(c) Dependencia de la frecuencia en R_A, R_B y C

FIGURA 13-7 *(Cont.)*

$$t_{baja} = 0.695 R_B C \tag{13-2}$$

Así el periodo total de oscilación T es

$$T = t_{alta} + t_{baja} = 0.695(R_A + 2R_B)C \tag{13-3}$$

La frecuencia de la oscilación f es

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C} \tag{13-4}$$

La figura 13-7(c) es una gráfica de la ecuación (13-4) para diferentes valores de $(R_A + 2R_B)$ y muestra las combinaciones de resistencia y capacitancias que se necesitan para diseñar un multivibrador estable.

Ejemplo 13-1

Calcúlese (a) f_{alta}, (b) f_{baja} y (c) la frecuencia en oscilación libre para el circuito temporizador de la figura 13-7(a).

Solución (a) Mediante la ecuación (13-1),

$$t_{alta} = 0.695(6.8\text{ k}\Omega + 3.3\text{ k}\Omega)(0.1\ \mu\text{F}) = 0.7\text{ ms}$$

(b) Por la ecuación (13-2),

$$t_{baja} = 0.695(3.3\text{ k}\Omega)(0.1\ \mu\text{F}) = 0.23\text{ ms}$$

(c) Según la ecuación (13-4),

$$f = \frac{1.44}{[6.8\text{ k}\Omega + (2)(3.3\text{ k}\Omega)][0.1\ \mu\text{F}]} = 1.07\text{ kHz}$$

La respuesta a la parte (c) coincide con los resultados obtenidos de la figura 13-7(c).

13-3.3 Ciclo de trabajo

La razón de tiempo cuando la salida está baja, t_{baja}, el periodo total T se denomina *ciclo de trabajo D.* En forma de ecuación,*

$$D = \frac{t_{baja}}{T} = \frac{R_B}{R_A + 2R_B} \tag{13-5}$$

* En las obras originales publicadas por Signetics (fabricante del 555) el ciclo de trabajo se definió como aquí se indica. En el presente capítulo seguimos los lineamientos del diseñador original. En casi todos los demás libros y artículos, el ciclo de trabajo se expresa, en porcentaje, como la razón entre el tiempo alto al periodo.

Ejemplo 13-2
Calcúlese el ciclo de trabajo para los valores que se dan en la figura 13-7(a).

Solución Mediante la ecuación (13-5),

$$D = \frac{3.3\text{ k}\Omega}{6.8\text{ k}\Omega + 2(3.3\text{ k}\Omega)} = 0.25$$

Esto concuerda con la figura 13-6(b) la cual muestra que la salida del temporizador está baja por aproximadamente 25% del periodo total T. La ecuación (13-5) muestra que es imposible obtener un ciclo de trabajo de $\frac{1}{2}$ o 50%. Como se presenta, el circuito de la figura 13-7(a) no es capaz de producir una onda

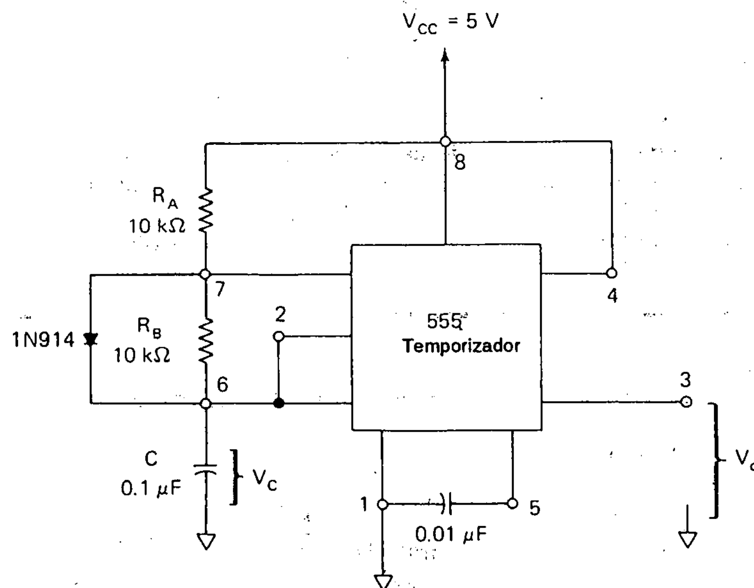
cuadrada. La única forma en que D en la ecuación (13-5) puede igualar a $\frac{1}{2}$ es que R_A sea igual a 0. Entonces, habría un corto entre V_{CC} y la terminal 7. Sin embargo, R_A debe ser lo suficientemente grande de modo que cuando el transistor de descarga esté "encendido", la corriente a través de él se limite a 0.2 A. Por tanto, el valor mínimo de R_A en ohms está dado por

$$R_A \text{ mínimo} \simeq \frac{V_{CC}}{0.2\text{ A}} \tag{13-6}$$

En la práctica debe hacerse R_A o 1 kΩ.

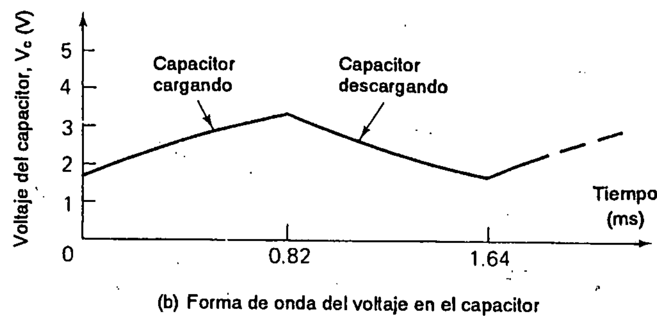
13-3.4 Ampliación del ciclo de trabajo

El ciclo de trabajo para el circuito de la figura 13-7(a) nunca puede ser igual o mayor que 50%, como se expuso en la sección 13-3.3. Conectando un diodo en paralelo con R_B en la figura 13-8(a), puede obtenerse un ciclo de trabajo de 50% o mayor. Ahora el capacitor se carga a través de R_A y el diodo, pero se descarga a través de R_B. Los tiempos para la forma de onda de salida son

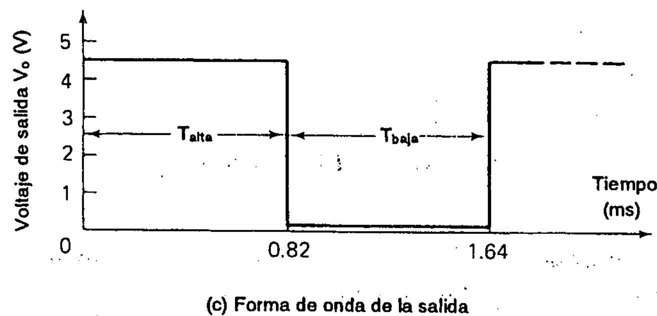


(a) Circuito temporizador para producir un ciclo de trabajo del 50%

FIGURA 13-8 La conexión de un diodo a través de RB produce ciclos de trabajo de 50%.



(b) Forma de onda del voltaje en el capacitor



(c) Forma de onda de la salida

FIGURA 13-8 *(Cont.)*

$$t_{alta} = 0.695 R_A C \quad \textbf{(13-7a)}$$

$$t_{baja} = 0.695 R_B C \quad \textbf{(13-7b)}$$

$$T = 0.695(R_A + R_B)C \quad \textbf{(13-7c)}$$

Las ecuaciones (13-7a) y (13-7b) muestran que si $R_A = R_B$,entonces el ciclo de trabajo es 50% como se muestra en la figura 13-8(b) y 13-8(c).

13-4 APLICACIONES DEL 555 COMO UN MULTIVIBRADOR ESTABLE

13-4.1 Oscilador con barrido de tonos

Con el interruptor en la figura 13-9 puesto en la posición "continua", el temporizador 555 B funciona como un multivibrador de oscilación libre. La frecuencia

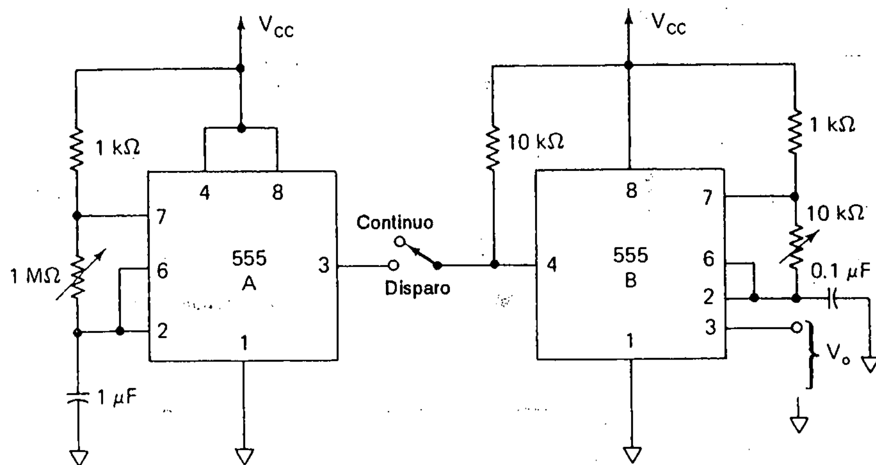


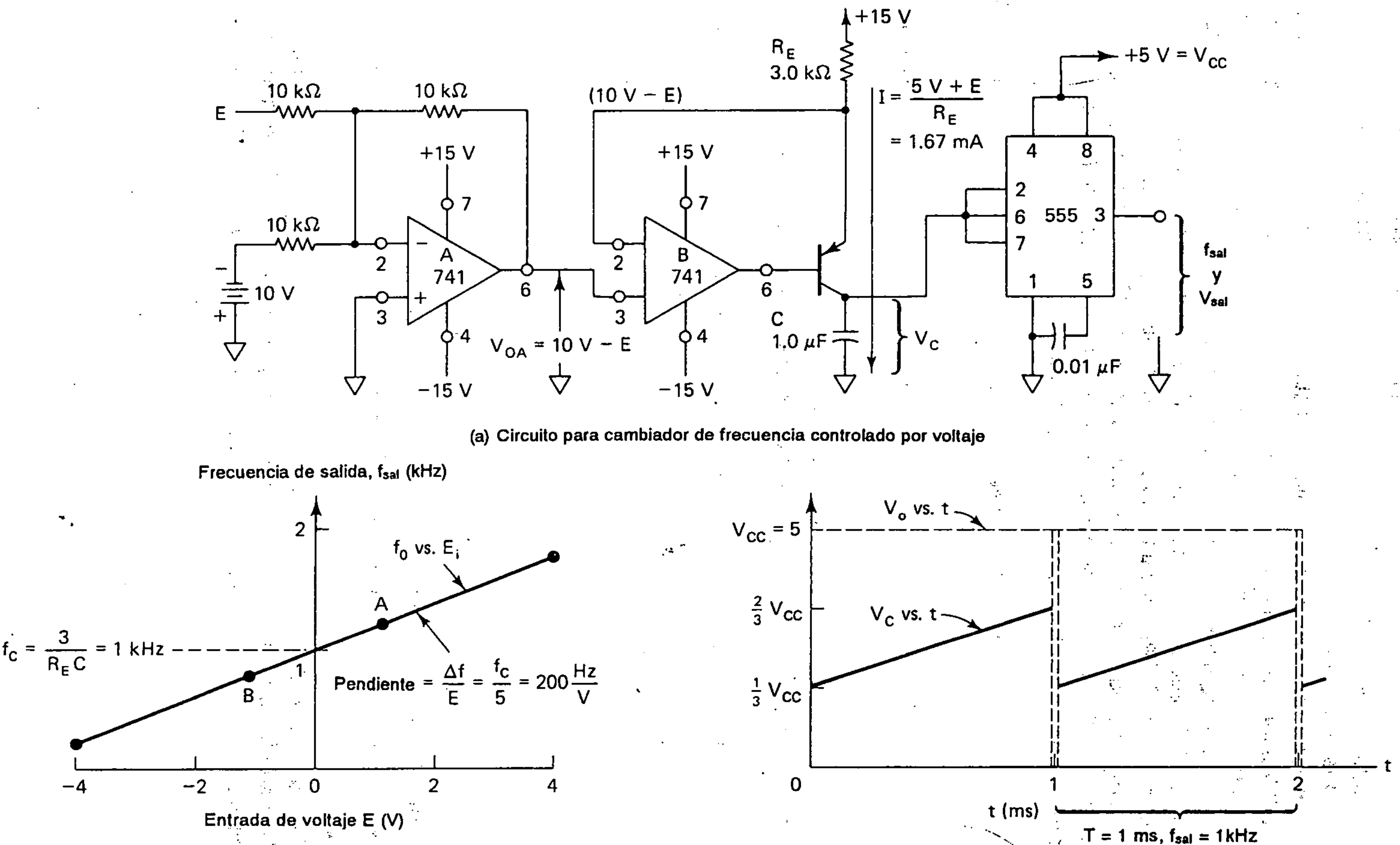
FIGURA 13-9 Oscilador del disparo..

puede variar desde 1.3 kHz a 14 kHz mediante el potenciómetro de 10 kΩ. Si el potenciómetro se reemplaza por un termistor o una celda fotoconductora, la frecuencia de oscilación será proporcional a la temperatura o a la intensidad de la luz, respectivamente.

El temporizador 555 A oscila a una frecuencia más lenta. El potenciómetro de 1 MΩ establece la frecuencia más baja, cerca de 1.5 Hz. Es posible obtener frecuencias más bajas mediante el reemplazo del capacitor de 1 μF con un valor más grande. Cuando el interruptor de conexión se coloca en la posición de "disparo", la terminal 3 de salida del temporizador A en forma alterna coloca una tierra o un restablecimiento de voltaje alto en la terminal 4 del temporizador 555 B. Cuando la terminal 4 del temporizador B se pone a tierra, no puede oscilar y cuando está sin tierra el temporizador oscila. Esto hace que el temporizador B oscile en "disparos". La salida del generador de tono es V_o y se toma de la terminal 3 del temporizador *B*. V_o puede alimentar ya sea un amplificador de audio o un transformador de reducción directamente a una bocina. El temporizador CI 556 contiene dos temporizadores 555 en un paquete doble en línea de 14 terminales, entonces el generador de tono de disparo puede hacerse con un 556.

13-4.2 Desplazador de frecuencia controlado por voltaje

En la figura 13-10(a) se describe un desplazador de frecuencia controlado por voltaje para frecuencias bajas, cuyo costo es bajo. Dado que al temporizador 555 se le suministra un voltaje $V_{CC} = 5$ V, entonces $V_{UT} = 5\text{ V}\,(\frac{2}{3})$ y $V_{LT} = 5\text{ V}\,(\frac{1}{3})$. El voltaje del capacitor V_C se cargará hasta V_{UT}, momento en que el 555 conectará



(a) Circuito para cambiador de frecuencia controlado por voltaje

(b) Características entrada-salida del cambiador de frecuencia: cuando E = 0, el voltaje de salida es una punta negativa de 10 s con una frecuencia de 1 kHz; la frecuencia de salida f_{sal} aumenta 200 Hz por cada 1 V de E que va a positivo. Si E pasa a negativo, f_{sal} disminuye el mismo rango.

(c) Formas de onda para E = 0 V; f_{sal} = 1 kHz

FIGURA 13-10 Cambiador de frecuencia controlado por voltaje.

a tierra la terminal 7 para descargar rápidamente C hasta V_{LT}. Después se desconecta la trayectoria de descarga de C. La forma de onda del voltaje en C se muestra en la figura 13-10(c).

El capacitor C se descarga en una corriente constante I la cual queda establecida por el voltaje que pasá por R_E y el valor de R_E. El voltaje a través de R_E queda determinado por la diferencia entre el suministro de 15 V y el voltaje en la terminal 2 (10 V – E) del seguidor de voltaje 741B. Por tanto, $V_{RE} = 15 - (10 - E) = 5\text{ V} + E$. La terminal 2 sigue a la terminal 3 del amplificador operacional B; o sea, V_{oA}. El sumador inversor, 741A, tiene un voltaje de salida de $V_{oA} = 10 - E$.

La carga perdida por C en cada ciclo es igual a $C(\Delta V_C)$, donde $\Delta V_C = 5\text{ V}\left(\frac{2}{3}\right) - 5\text{ V}\left(\frac{1}{3}\right) = 5\text{ V}/3$. La carga almacenada por C es igual a la corriente I por el periodo de tiempo T (el tiempo de carga). Para el equilibrio

$$\text{carga almacenada} = \text{carga perdida} \tag{13-8a}$$

$$IT = C\,\Delta V \tag{13-8b}$$

$$\frac{5\text{ V} - E}{R_E}T = C\frac{5\text{ V}}{3} \tag{13-8c}$$

Puesto que el periodo $T = 1/f_{sal}$, podemos escibir la ecuación (13-8c) como

$$f_{sal} = \text{frecuencia centro } f_C + \text{corrimiento de frecuencia } \Delta f \tag{13-8d}$$

donde

$$f_c = \frac{3}{R_E C} \text{ si E} = 0\text{ V} \tag{13-8e}$$

y

$$\Delta f = 0.2 f_c E \tag{13-8f}$$

Este razonamiento puede aclararse mediante un ejemplo.

Ejemplo 13-3

Para el desplazador de frecuencia de la figura 13-10, calcule (a) la corriente de carga I cuando $E = 0$ V; (b) la frecuencia de centro f_C si $E = 0$ V; (c) el corrimiento de frecuencia con $E = \pm 1$ V y f_{sal}. (d) Señalar los límites positivo y negativo de E_i.

Solución (a)

$$I = \frac{5\text{ V} - E}{R_E} = \frac{5\text{ V}}{3\text{ k}\Omega} = 1.67\text{ mA}$$

(b) A partir de la ecuación (13-8e), cuando $E = 0$,

$$f_c = \frac{3}{R_E C} = \frac{3}{(3\text{ k}\Omega)(1 \times 10^{-6}\text{ F})} = \frac{3}{3\text{ ms}} = 1\text{ kHz}$$

Por tanto, $f_{sal} = 1$ kHz si $E = 0$.

(c) A partir de la ecuación (13-8f),

$$\Delta f = 0.2 f_c E = 0.2(1000)1 = 200\text{ Hz}$$

$f_{out} = f_c + \Delta f = 1000 + 200\text{ Hz} = 1200\text{ Hz}$ [véase figura 13-10(b), punto A]

Con $E = -1$ V, tenemos $\Delta f = 200$ Hz y $f_{sal} = 800$ Hz [véase la figura 13-10(b), punto B].

(d) La terminal 2 del 741B no puede acercarse más que a 1 V aproximadamente del voltaje de la fuente de 15 V. Ello restringe el límite inferior de E a unos -4 V y f_{sal} a 200 Hz. V_{CE} del transistor necesita cerca de 2 V de espacio libre so- bre $V_{UT} = 3.3$ V. Por tanto, el límite superior de E es de unos +4 V, donde f_{sal} = 1800 Hz.

En resumen, el 555 oscila en una frecuencia central f_c determinada por la ecuación (13-8e). E aumenta o disminuye esa frecuencia en 0.2 f_c por volt con valores positivos y negativos de E, respectivamente.

13-5 OPERACION MONOESTABLE O DE UN DISPARO

13-5.1 Introducción

No todas las aplicaciones requieren una onda repetitiva continua como la que se obtiene de un multivibrador de oscilación libre. Muchas aplicaciones necesitan operar sólo por un tiempo de duración especificada. Estos circuitos requieren un multivibrador de un disparo o monoestable. La figura 13-11(a) es un diagrama de circuito que utiliza el 555 para operación monoestable. Cuando un pulso que va a negativo se aplica a la terminal 2, la salida se va a alta y la terminal 7 elimina el corto circuito del capacitor C. El voltaje a través de C se eleva desde 0 V a un ritmo determinado por R_A y C. Cuando el voltaje en el capacitor alcanza $\frac{2}{3}$ V_{CC}, el comparador 1 en la figura 13-1 hace que la salida cambie de alta a baja. Las formas de onda de voltaje de entrada y salida se muestran en la figura 13-11(a). La salida es alta durante un tiempo dado por

$$t_{alta} = 1.1 R_A C \tag{13-9}$$

La figura 13-11 es una gráfica de la ecuación (13-9), y muestra en forma rápida la amplia variación de los pulsos de salida que pueden obtenerse y los valores

requeridos de R_A y C. La figura 13-11(a) da una idea del circuito de un disparo. En la práctica deben agregarse otras partes para realizar un circuito que trabaje correctamente (véase la sección 13-5.2).

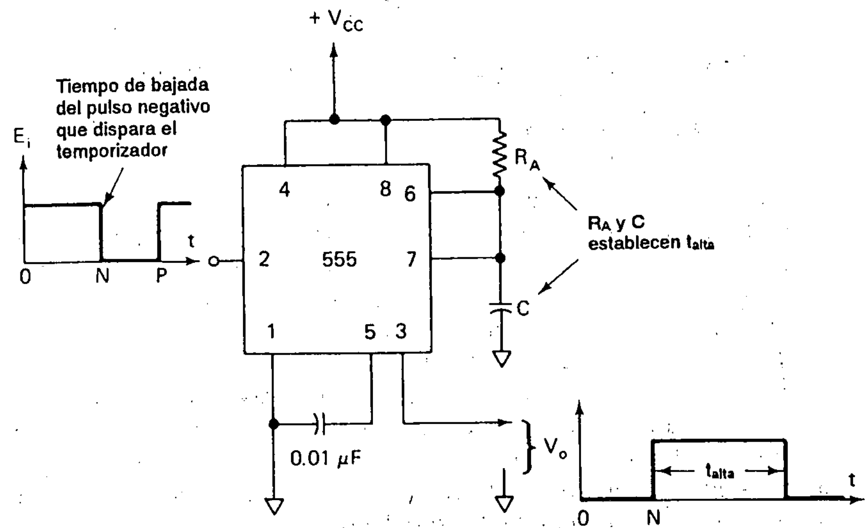
Ejemplo 13-4

Si $R_A = 9.1\ \text{k}\Omega$, obtenga C para un pulso de salida con duración de 1 ms.

Solución Reordenando la ecuación (13-9):

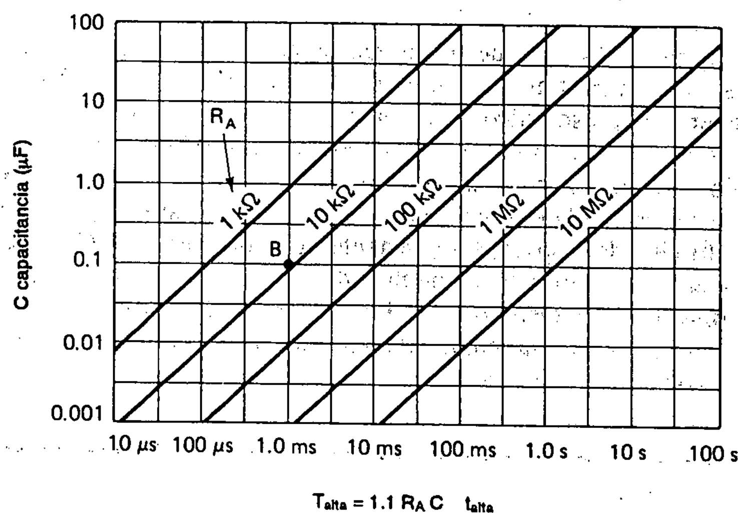
$$C = \frac{t_{\text{alta}}}{1.1R_A} = \frac{1 \times 10^{-3}\ \text{s}}{1.1(9.1 \times 10^3)\ \Omega} = 0.1\ \mu\text{F}$$

Esta respuesta coincide con la que se obiene en el punto B de la figura 13-11(b). Para que el temporizador 555 actúe en este tipo de operación, el ancho de pulso de disparo debe ser menor que t_{alta} y se necesita un circuito para el pulso de entrada de disparo, de modo que la salida no cambie en el flanco de subida del pulso positivo de disparo (punto P).



(a) Temporizador 555 cableado para operación monoestable. El valor pico de E_i debe ser mayor que o igual $\frac{2}{3}$ V_{cc}

FIGURA 13-11 Operación monoestable.



(b) Ayuda de diseño para determinar la duración del pulso de salida

FIGURA 13-11 *(Cont.)*

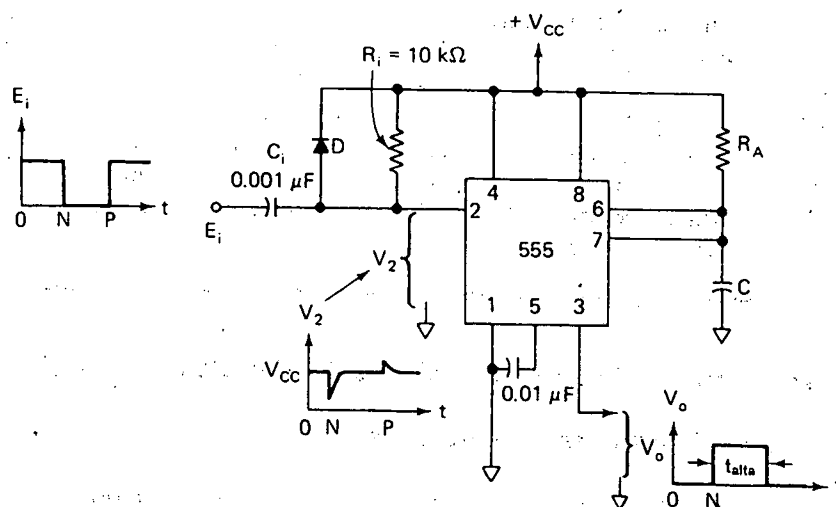


FIGURA 13-12 Para operación monoestable satisfactoria, es necesario el circuito de pulso de entrada de R_i, C_i y D.

13-5.2 Circuito de pulso de entrada

En la figura 13-12 se muestra el multivibrador conectado para operar como monoestable [en contraste con la Fig. 13-11(a)]. Se necesitan R_i, C_i y el diodo D para generar un pulso único de salida por cada uno de entrada. La resistencia R_A y el capacitor C determinan el tiempo en que la salida es alta, como se da por la ecuación (13-9). La resistencia R_i se conecta entre V_{CC} y la terminal 2 para asegurar que la salida esté normalmente baja. C_i se carga a ($V_{CC} - E_i$) hasta que ocurra el pulso de disparo. La constante de tiempo de R_i y C_i debe ser pequeña con respecto al intervalo de tiempo de salida t_{alta}. El diodo D evita que el temporizador 555 se dispare en el flanco de subida positivo de E_i. Las formas de onda para el pulso de entrada, E_i, el pulso en la terminal 2, V_2, y el pulso de salida, V_o, se muestran en la figura 13-12.

Ejemplo 13-5

(a) Si $R_A = 10\ k\Omega$ y $C = 0.2\ \mu F$ en la figura 13-12, encuéntrese t_{alta}. (b) ¿Cuál es la constante de tiempo de R_i y C_i en la figura 13-12?

Solución (a) Mediante la ecuación (13-9),

$$t_{alta} = 1.1(10 \times 10^3)(0.2 \times 10^{-6}) = 2.2\ ms$$

(b) Constante de tiempo $= R_i C_i = (10 \times 10^3)(0.001 \times 10^{-6}) = 0.01$ ms.

Como en la operación astable, la terminal de restablecimiento terminal 4, normalmente está ligada al voltaje de la fuente V_{CC}. Si la terminal 4 está conectada a tierra en cualquier momento, el ciclo de temporizado se detiene. Cuando la terminal de restablecimiento se pone a tierra, tanto la terminal 3 de salida como la terminal de descarga 7 se van a potencial tierra. Por tanto, la salida se va baja y cualquier carga acumulada por el capacitor temporizador C se elimina. Mientras la terminal de restablecimiento esté conectada a tierra, permanecen estas condiciones.

13-6 APLICACION DEL 555 COMO MULTIVIBRADOR DE UN DISPARO

13-6.1 Control de nivel de agua

En la figura 13-13(a), el interruptor de arranque está cerrado y la salida del 555 está baja. Cuando el interruptor de arranque se abre, la salida sube para que actúe la bomba. El intervalo durante el cual la salida es alta se define con la ecuación (13-9). Al término del intervalo, la salida del 555 regresa a su estado bajo,

apagando la bomba. La altura de nivel de agua se determina por el intervalo establecido por R_A y C. En el caso de un potencial sobrellenado, el interruptor de derrame debe poner a tierra en la terminal 4 de restablecimiento, lo cual hace que la salida del temporizador vaya a baja y detenga la bomba.

13-6.2 Interruptor de tacto

El 555 está cableado como un multivibrador de un disparo en la figura 13-13(b) para comportarse como un interruptor de tacto. Un resistor de 22 MΩ conectado a la terminal 2 mantiene el 555 en estado ocioso. Si se frotan los pies para acumular una carga estática, el 555 producirá un disparo único de pulso de salida cuando se toque con el dedo la plaquilla. Si el nivel de ruido eléctrico es alto (debido, por ejemplo, al alumbrado fluorescente) el 555 puede oscilar cuando se toque la plaquilla. Puede obtenerse un disparo confiable y consistente si el pulgar se coloca en una placa de tierra y los dedos de la misma mano tocan la plaquilla. Para seguridad puede usarse una fuente aislada de energía o baterías.

13-6.3 Divisor de frecuencia

La figura 13-12 puede usarse también como divisor de frecuencia si el intervalo de tiempo se ajusta para que sea más prolongado que el periodo de la señal de entrada E_i. Por ejemplo, supóngase que la frecuencia de E_i es 1 kHz, de modo que su periodo es 1 ms. Si R_A = 10 kΩ y C = 0.1 μF, el intervalo de tiempo dado por la ecuación (13-9) es t_{alta} = 1.1 ms. Por tanto, el disparo único será efectuado por el primer pulso que va a negativo de E_i; pero, la salida será todavía alta cuando ocurra el segundo pulso que va a negativo. Sin embargo el disparo único se volverá

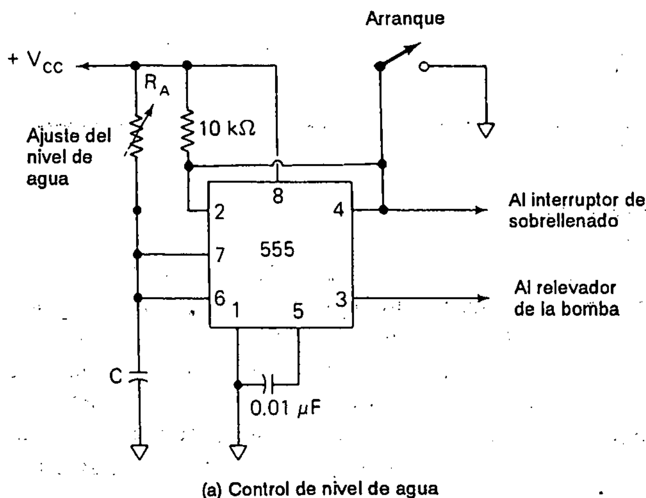


FIGURA 13-13 Aplicaciones básicas de un disparo del 555.

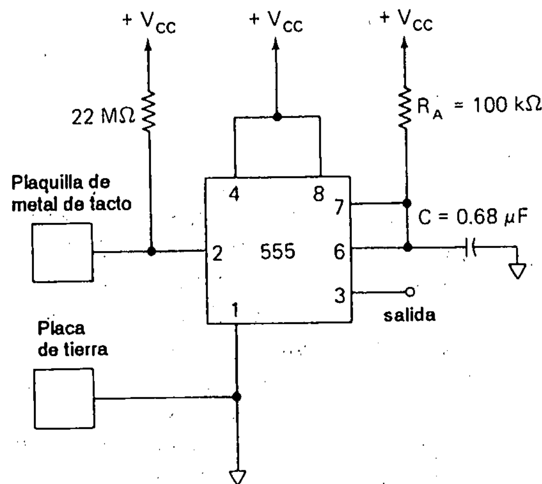


FIGURA 13-13 *(Cont.)*

a preparar para el disparo en el tercer pulso que vaya a negativo. En este ejemplo, el disparo único se realiza cada 2 pulsos de E_i. Por tanto, sólo, hay una salida por cada dos pulsos de entrada; en consecuencia E_i se divide entre 2.

Ejemplo 13-6

(a) Calcúlese el intervalo de tiempo en la figura 13-12 si $R_A = 10$ kΩ y $C = 0.1$ μF. (b) ¿Qué valor de R_A debe instalarse para dividir una señal de entrada a 1 kHz entre 3?

Solución (a) Mediante la ecuación (13-9), $t_{alta} = 1.1\ (10 \times 10^3)(0.1 \times 10^{-6}) = 1.1$ ms. (b) t_{alta} excederá dos periodos de E_i, o 2 ms, y estará menos de 3 periodos, o 3 ms. Elíjase $t_{alta} = 2.2$ ms; entonces $2.2 \text{ ms} = 1.1\ R_A \times 0.1 \times 10^{-6}$ F; $R_A = 20$ kΩ.

13-6.4 Detector de pulso perdido

El transistor Q se agrega al 555 de un disparo en la figura 13-14(a) para hacer un detector de pulso perdido. Cuando E_i está a potencial de tierra (0 V), el diodo emisor del transistor Q fija el voltaje del capacitor V_C a unos pocos décimos de un volt arriba de tierra. El 555 es forzado a su estado ocioso con un voltaje de salida alto V_o en la terminal 3. Cuando E_i va a alto, el transistor se corta y el capacitor C comienza a cargarse. Esta acción se muestra por las formas de onda en la figura 13-14(b). Si E_i otra vez va abajo antes de que el 555 complete su ciclo

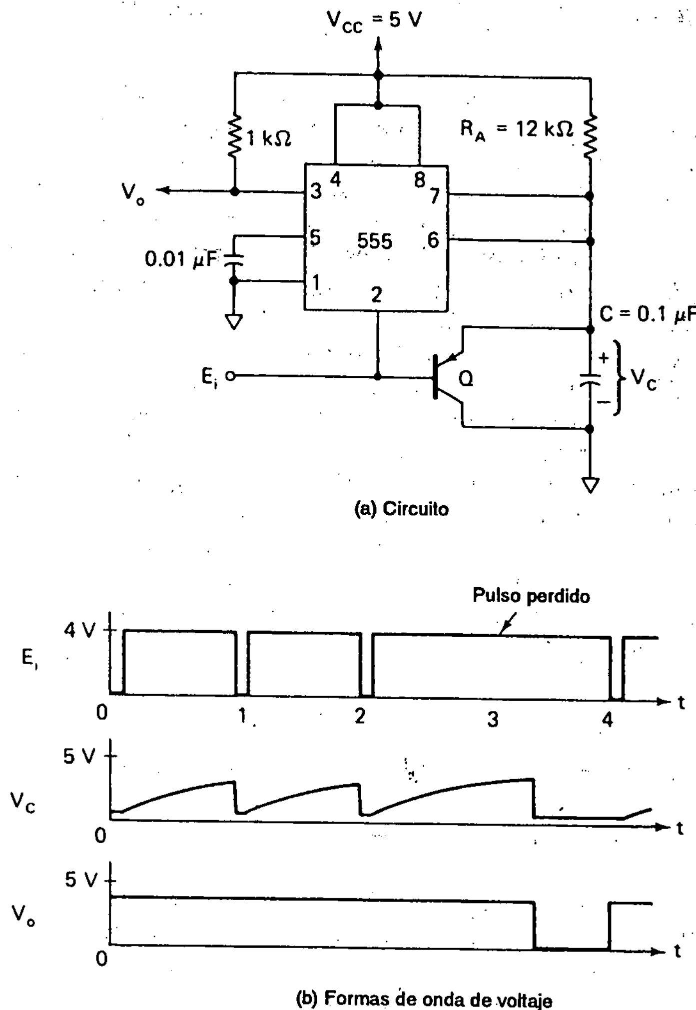


FIGURA 13-14 Detector de pulso perdido.

de temporizado, el voltaje a través C se restablece en cerca de 0 V. Sin embargo, si E_i *no* va abajo entes de que el 555 complete su ciclo temporizado, el 555 entra a su estado normal y la salida V_o se va abajo. Esto es exactamente lo que sucede si el intervalo del temporizador R_AC es ligeramente más largo que el periodo de E_i y éste repentinamente pierde un pulso. Este tipo de circuito debe detectar un latido perdido de corazón. Si se generan pulsos E_i mediante una rueda giratoria, este circuito indica cuando la velocidad de la rueda cae abajo de un valor predeterminado. Por tanto, el circuito detector de pulso perdido también puede llevar a cabo control y mediciones de velocidad.

13-7 INTRODUCCION A LOS CONTADORES DE TIEMPO

Cuando se conecta un circuito temporizador como oscilador y se usa para impulsar un contador, el circuito resultante es un *temporizador contador.* en general, el contador tiene muchas terminales separadas de salida. Una terminal de salida da un pulso por cada periodo T del oscilador. Una segunda terminal da un paso por cada dos periodos ($2T$) del oscilador. Una tercera terminal da un pulso cada cuatro periodos del oscilador ($4T$), y así sucesivamente, dependiendo del diseño del contador. En consecuencia cada terminal de salida está medida en términos del periodo T del oscilador básico.

Algunos contadores se diseñan de modo que sus salidas puedan conectarse juntas. El pulso resultante de salida es la *suma* de los pulsos individuales de salida. Por ejemplo, si se conectan la primera, segunda y tercera terminales de salida, el resultado es un pulso de salida por cada $1T + 2T + 4T = 7T$ periodos del oscilador. Un contador con esta capacidad se dice que es *programable*, debido a que el usuario puede programar el contador para dar un pulso de salida por cualquier combinación de salidas de temporizador. Uno de dichos temporizadores/contadores programable es el Exar XR 2240. Este dispositivo de circuito integrado es representativo de la familia de cronometradores y contadores y a continuación se estudian algunas de sus características.

13-8 TEMPORIZADOR/CONTADOR PROGRAMABLE XR 2240

13-8.1 Descripción del circuito

Como se muestra en la figura 13-15, el XR 2240 consta de un temporizador 555 modificado, un contador binario de 8 bits y un circuito de control. Todos están contenidos en un paquete de 16 terminales con doble línea.

Un pulso a positivo aplicado a la entrada 11 activa el disparo de tiempo del oscilador básico del 555. Un pulso a positivo en la terminal de *restablecimiento* 10 detiene el tiempo base del oscilador 555. El voltaje de umbral para ambas terminales de disparo y restablecimiento es cerca de + 1.4 V.

El periodo T base de tiempo del ciclo del oscilador 555 se establece mediante un circuito externo RC conectado a la terminal *temporizadora* 13. T se calcula mediante

$$T = RC \tag{13-10}$$

donde R está en ohms, C en farads y T en segundos. R puede variar desde 1 kΩ hasta 10 MΩ y C desde 0.05 a 1000 μF. Por tanto, el periodo del 555 puede variar desde microsegundos hasta horas.

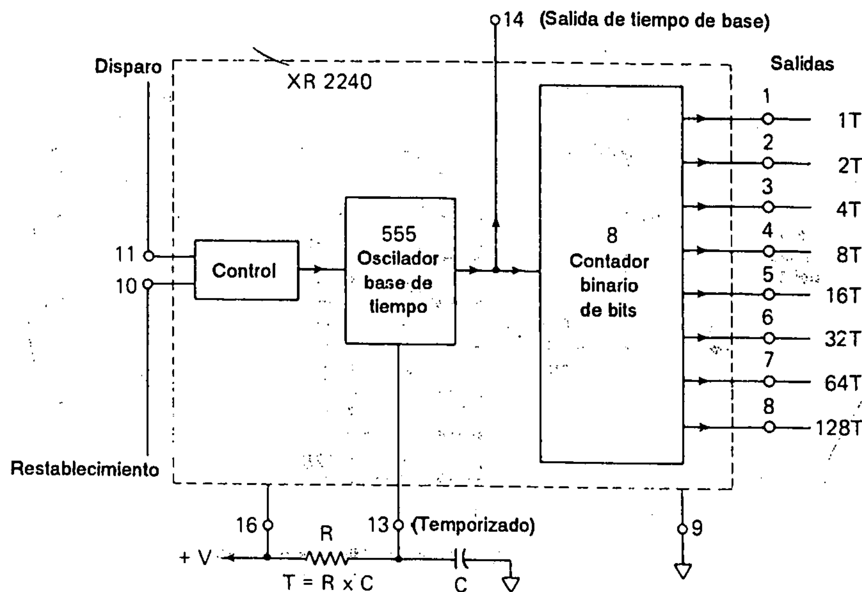


FIGURA 13-15 Diagrama de bloques del temporizador contador programable XR2240.

La salida de la base de tiempo del oscilador 555 está disponible para medición en la terminal 14 y también impulsa el contador binario de 8 bits. La operación del contador se expone en la sección 13-8.2.

13-8.2 Operación del contador

En la figura 13-16 se muestra un esquema simplificado del contador binario de 8 bits. La salida de la base de tiempo del oscilador 555 se muestra como un interruptor. Uno de sus extremos está conectado a tierra mientras el otro está alambrado con un resistor de 20 kΩ. En la terminal 15 está disponible un voltaje regulado. Cada borde negativo del 555 pasa al contador de 8 bits como un conteo.

Generalmente el 2240 está en posición de *restablecimiento.* Esto es, las ocho terminales de salida (de la 1 a 8) actúan como circuitos abiertos, según se ilustra en el modelo de interruptor de salida en la figura 13-16. Se instalan resistencias de carga (10 kΩ), como se muestra, a las terminales que van a usarse. Entonces, las salidas 1 y 4 estarán en el nivel alto en la posición de restablecimiento.

Cuando se dispara el 2240 (pulso aplicado a la terminal 11), todos los interruptores de salida del contador están cerrados por el circuito de control y las salidas 1 a 8 van a baja. Por tanto, el contador inicia su conteo con todas las líneas esencialmente a tierra. Al final de cada periodo básico de tiempo, el 555 pasa el contador una vez. El interruptor *T* del contador en la terminal 1 se abre después del primer periodo básico de tiempo (la salida 1 pasa a alta) y cierra después del segundo



(a) Salidas simplificadas del 2240



(b) Cronograma para las salidas XR 2240

FIGURA 13-16 Operación del contador.

periodo. Esta acción de conteo del temporizador se muestra en la figura 13-16(b). La terminal de salida 2 está etiquetada $2T$ en la figura 13-16(a). En la figura 13-16(b) puede verse que la salida en la terminal 2 ha permanecido en baja por dos periodos de la base de tiempo ($2T$). En consecuencia, la segunda salida permanece

TABLA 13-2 TABLA DE TIEMPOS DE LA TERMINAL DE SALIDA

Número de terminal	El tiempo de salida permanece bajo después del pulso de disparo
1	T
2	$2T$
3	$4T$
4	$8T$
5	$16T$
6	$342T$
7	$64T$
8	$128T$

en baja por el doble del tiempo de la primera salida. Esta conclusión puede generalizarse a todas las salidas del contador binario; esto es, cada salida permanece en baja por el doble del intervalo de la salida precedente. Los intervalos de tiempo para las terminales 1 a 5 se presentan en la figura 13-16(b) y se dan para todas las salidas en la tabla 13-2.

Ejemplo 13-7

Después del disparo, ¿cuánto tiempo permanecerán en nivel bajo las siguientes terminales de salida? (a) terminal 3; (b) terminal 4; (c) terminal 7; (d) terminal 8. $R = 100$ kΩ y $C = 0.01$ μF.

Solución Mediante la ecuación (13-10), el periodo básico de tiempo es

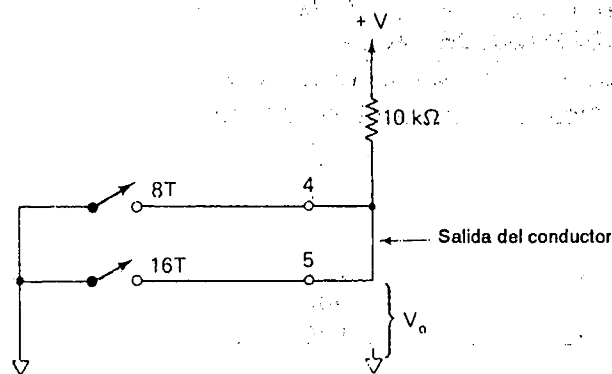
$$T = (100 \times 10^3)(0.01 \times 10^{-6}) = 1 \text{ ms}$$

De la tabla 13-2, (a) $t_{abajo} = 4(1 \text{ ms}) = 4$ ms; (b) $t_{abajo} = 8(1 \text{ ms}) = 8$ ms; (c) $t_{abajo} = 64\ (1 \text{ ms}) = 64$ ms; (d) $t_{abajo} = 128(1 \text{ ms}) = 128$ ms.

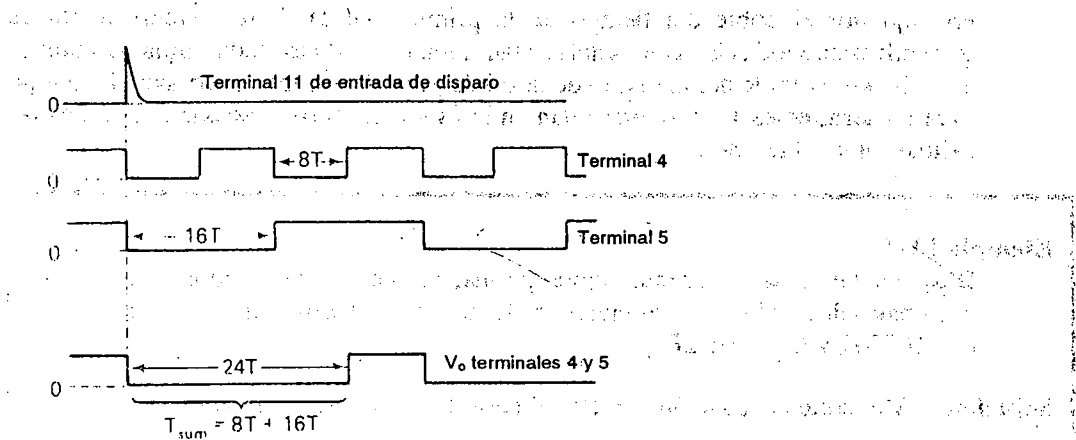
La conclusión a que se llega a partir del ejemplo 13-7 es que después del disparo, hay ocho pulsos de diferentes intervalos de tiempo disponibles en el temporizador contador.

13-8.3 Programación de las salidas

Los circuitos de salida están diseñados para utilizarse ya sea en forma individual o conectados, lo cual se denomina *cableado*. El término *cableado* significa que dos o más terminales de salida pueden unirse con un alambre común (conductor de salida) a una resistencia de carga único, como se muestra en la figura 13-17(a).



(a) Las terminales 4 y 5 están conectadas juntas para programar 24T



(b) V_o del conductor permanece bajo en tanto que cualquier terminal 4 o 5 permanezcan en baja

FIGURA 13-17 Programación de las salidas

El diagrama de tiempo resultante para V_O se obtiene volviendo a dibujar los diagramas individuales de las terminales 4 y 5; véase la figura 13-17(b). Aquí se ve hasta qué punto la terminal 4 *o* la 5 están bajas, y V_O estará bajo. Sólo cuando ambas salidas van a alta (interruptores de salida abiertos) la salida se irá a alta. Por tanto, el ciclo temporizador para el conductor de salida se encuentra simplemente calculando la suma, T_{sum} de las salidas individuales.

Ejemplo 13-8

Calcúlese el ciclo de tiempo para (a) la figura 13-17(a); (b) un circuito donde las terminales 3, 6 y 7 están punteadas a un conductor común. Hágase $T = 1$ s.

Solución (a) $T_{sum} = 8T + 16T = 24T = 24 \times 1\ s = 24\ s$; (b) $T_{sum} = 4T + 32T + 64\ T = 100T = 100 \times 1\ s = 100\ s$.

Por el uso de interruptores en lugar de alambres de punteo, T_{sum} puede cambiarse con facilidad o *programarse* para cualquier ciclo de tiempo deseado, desde T a $255T$.

13-9 APLICACIONES DE TEMPORIZADOR/CONTADOR

13-9.1 Aplicaciones del temporizado

El 2240 está cableado para operación monoestable en la aplicación de la figura 13-18 como temporizador programable. Cuando el disparo de entrada se va a alta, el conductor de salida va a baja para un periodo del ciclo igual a T_{sum} (véase la sección 13-8.3). Al final del ciclo temporizador, el conductor de salida se va a alta. La conexión del conductor de salida a través del resistor de 51 kΩ para restablecer la terminal 10 fuerza al temporizador a restablecerse por sí mismo cuando la salida se va a alta. Por tanto, después de cada pulso de disparo, el 2240 genera un intervalo temporizador de acuerdo con los interruptores de programación.

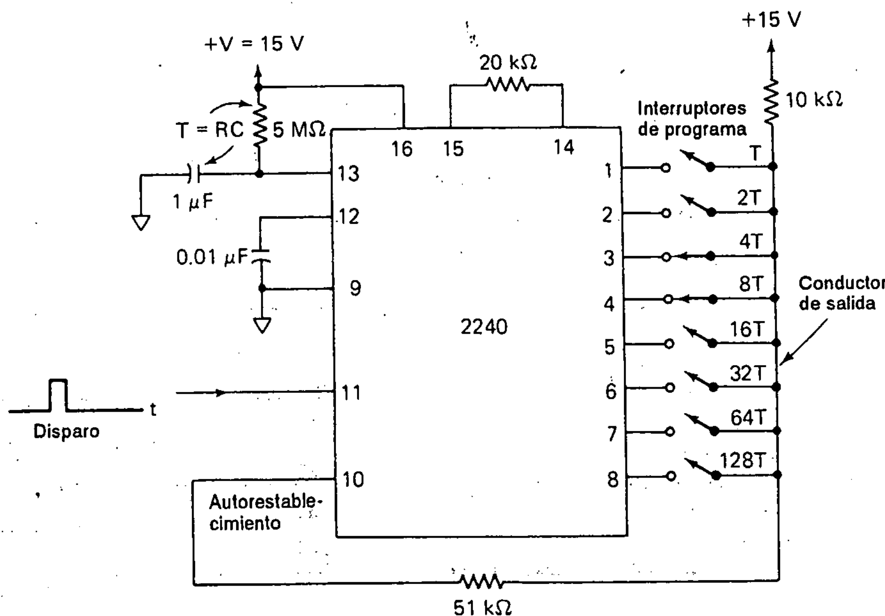


FIGURA 13-18 Temporizador programable de 5 a 21 min kl15 s en intervalos de 5 s.

Ejemplo 13-9

En la figura 13-18, $C = 1.0\ \mu F$ y $R = 5\ M\Omega$ para establecer que el periodo base de tiempo dado por la ecuación (13-10) sea de 5 s. ¿Cuál es (a) el ciclo temporizador para la posición del interruptor que se muestra en la figura 13-18? (b) ¿el ciclo temporizador mínimo programable; (c) el máximo ciclo temporizador programable?

Solución (a) $T_{sum} = 4T + 8T = 12T = 12T = 12 \times 5\ s = 60\ s = 1$ min; (b) el mínimo ciclo temporizador es $1T = 5$ s; (c) con todos los interruptores de programas cerrados.

$$T_{sum} = T + 2T + 4T + 8T + 16T + 32T + 64T + 128T = 255T$$

$$255T = 255 \times 5\ s = 1275\ s = 21\ \text{min}\ 15\ s$$

13-9.2 Oscilador libre, salidas sincronizadas

El 2240 opera como un oscilador libre en el circuito de la figura 13-19. La terminal de restablecimiento está conectada a tierra de modo que el 2240 permanecerá en su ciclo temporizador una vez que enciende. Cuando se aplica corriente, R_R y C_R acoplan un pulso que va a positivo en la entrada de disparo 11 para activar la base de tiempo interna de tiempo del oscilador.

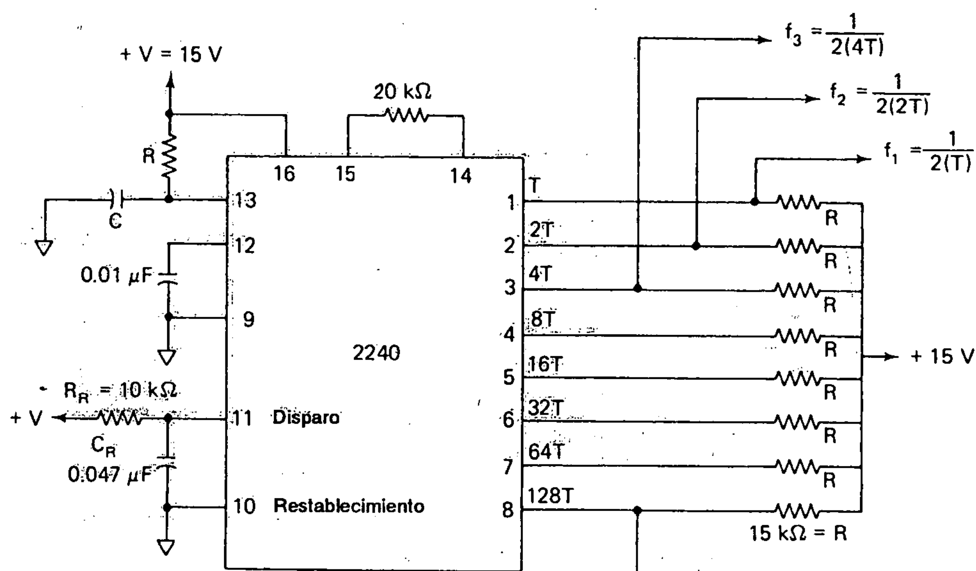


FIGURA 13-19 Oscilador libre con salidas sincronizadas

Cada salida está cableada a través de un interruptor externo de control a una resistencia de carga individual. En cada salida de contador está disponible un voltaje de salida de onda cuadrada. Sus frecuencias tienen una relación binaria. Esto es, la frecuencia disponible en cada terminal es la mitad de la frecuencia presente en la precedente. Las formas de onda son idénticas a las que se muestran en la figura 13-16(b). Observe que el periodo de la frecuencia f_1 en la terminal 1 es el doble que el periodo base de tiempo con valor T o 2 (T). Por tanto f_1 en la terminal 1/2 T. En la 4, el periodo es 2(8T) y f_4 =1/16 T.

Ejemplo 13-10

En la figura 13-19, T = 2.5 ms; ¿cuáles frecuencias están presentes en (a) salida 1; (b) salida 2; (c) salida 3; (d) salida 4?

Solución Se tabulan los cálculos y se obtiene

Terminal número	Tasa de la base de tiempo	Periodo	Frecuencia (Hz)
1	T	$2T$ = 5 ms	200
2	$2T$	$4T$ = 10 ms	1009
3	$4T$	$8T$ = 20 ms	50
4	$8T$	$16T$ = 40ms	25

Las conexiones a las terminales 10 y 11 pueden eliminarse para permitir que el oscilador se encienda con un pulso de disparo que vaya a positivo en la terminal 11. Para detener la oscilación, aplíquese un pulso que vaya a positivo para restablecer la terminal 10.

13-9.3 Generador de señales con patrón binario

Los patrones de pulso similares a los que se muestran en la figura 13-20 se generan por la versión modificada de la figura 13-19. La modificación requiere que los ocho resistores de salida se reemplacen por interruptores de programa y una resistencia única de 10 kΩ similar al que se ilustra en la figura 13-18. También se elimina la resistencia de 51 kΩ entre el conductor de salida y la terminal de autorestablecimiento.

La salida es un tren de pulsos que depende de cuáles interruptores de programa están cerrados. El periodo del patrón de pulso se establece por el interruptor de programa más alto que está cerrado. Y el ancho de pulso se establece por el interruptor de programa más bajo que está cerrado. Por ejemplo, si están cerrados los interuptores $4T$ (terminal 3) y $1T$ (terminal 1), el patrón de pulsos se repite cada $2 \times 4T = 8T$ segundos (véase la figura 13-20). El ancho mínimo de pulso es $1T$. Para

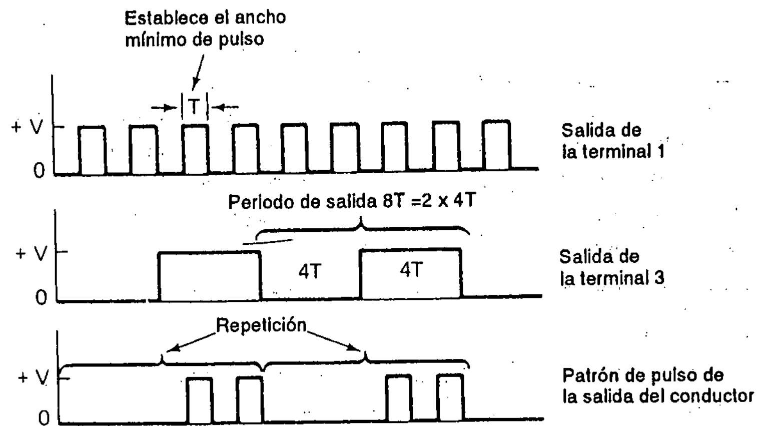


FIGURA 13-20 Generador de señal de patrón binario con salidas T y 4T conectadas al conductor de salida.

determinar el patrón real de pulso, cónsultese la carta de tiempo relacionada con la figura 13-16(b). Si los interruptores $1T$ y $4T$ están cerrados, hay un pulso de salida sólo cuando hay pulsos de salida en alta para cada línea. Los patrones de pulsos repetidos se muestran en la figura 13-20.

13-9.4 Sintetizador de frecuencias

El conductor de salida en la figura 13-21(a) es capaz de generar cualquiera de las 255 frecuencias relacionadas. Cada frecuencia se selecciona por el cierre de los interruptores deseados para programar una frecuencia en particular de la salida V_O.

Para comprender la operación del circuito, se supone que el conductor de salida va a alto. Esto impulsará la terminal de restablecimiento a alto y acoplará un pulso que va a positivo a la terminal de disparo 11. La terminal de restablecimiento que va a positivo restaura las condiciones del 2240 (todas las salidas bajas). El pulso positivo en la terminal 10 vuelve a disparar el oscilador base de tiempo 2240, para iniciar la generación de un periodo de tiempo que depende de cuáles interruptores de programa están cerrados. Por ejemplo, supóngase que los interruptores T y $4T$ están cerrados en la figura 13-21(a). El temporizado de esos interruptores se muestra en la figura 13-21(b). El conductor de salida permanece en baja por los $4T$ de la terminal 3 más $1T$ de la terminal 1 antes de ir a alta (para iniciar la secuencia de restablecimiento-redisparo observada antes). En consecuencia, el periodo y la frecuencia de la señal de salida V_O se expresa por:

$$\text{periodo} = T_{\text{sum}} + T \qquad \textbf{(13-11a)}$$

y

$$f = \frac{1}{\text{periodo}} \tag{13-11b}$$

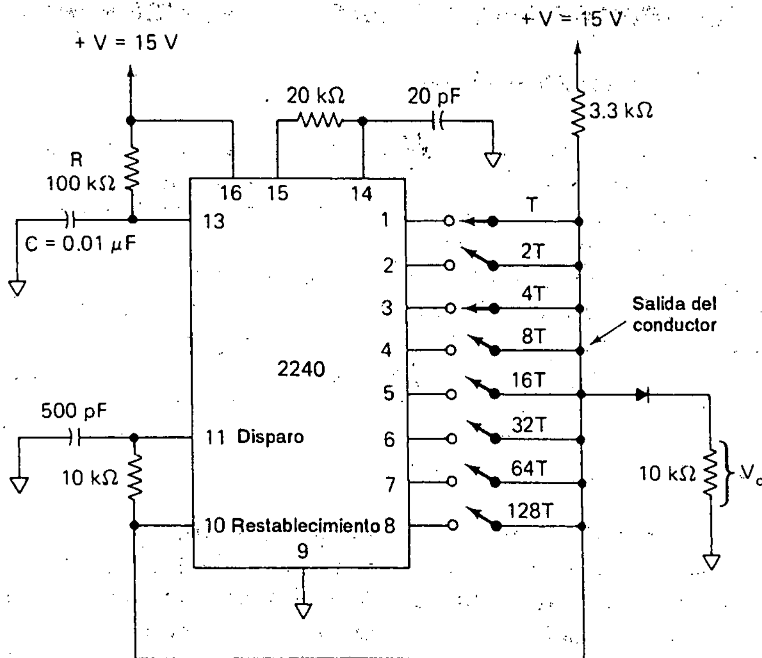
donde T_{sum} se encuentra por la adición del valor de la base de tiempo para cada terminal de salida conectada al conductor de salida.

Ejemplo 3-11

Encuentre la frecuencia de salida para la figura 13-21(a).

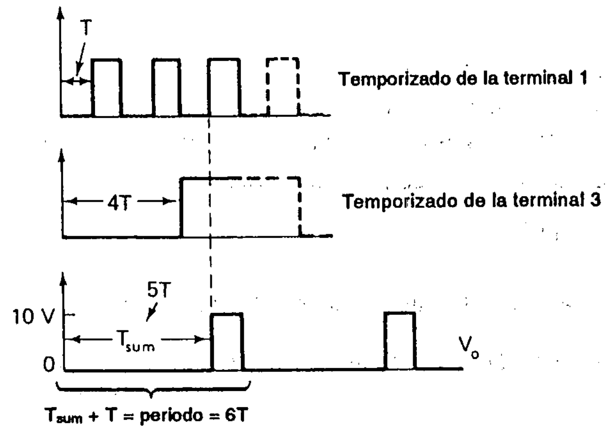
Solución Mediante la ecuación 13-11(a), $T_{sum} = 1T + 4T = 5T$ y periodo = ($T_{sum} + T$ = $6T = 6 \times 1$ ms = 6 ms. Mediante la ecuación (13-11b),

$$f = \frac{1}{6 \times 10^{-3}\ \text{s}} = 166\ \text{Hz}$$



(a) Conexiones del sintetizador de frecuencia

FIGURA 13-21 Sintetizador de frecuencias, $T = 1$ ms, $f = 166$ Hz.



(b) Voltaje de salida para los interruptores de programa 1 y 4 del cerrados

FIGURA 13-21 *(Cont.)*

13-10 TEMPORIZADOR PROGRAMABLE POR INTERRUPTORES

13-10.1 Intervalos de tiempo

Damos por terminado este capítulo con la descripción de un temporizador programable de mucha utilidad. En la versión de la figura 13-22, el ciclo básico de temporización se ajusta para $T = 5.0$ s por medio del capacitor C y el resistor temporizador R. Un interruptor DIP de ocho circuitos y 16 patas se emplea para seleccionar el intervalo de tiempo deseado, como se aprecia en el ejemplo 13-9. Se cierra el interruptor 1 para tener un ciclo de 5-s. Al cerrar SW2 se agregan 10 s, con SW3 se agregan 20 s y así sucesivamente. Con todos los interruptores cerrados, el intervalo de tiempo máximo es $2^8 \times 5$ s = 1280 s, o sea 21 min 20 s. El intervalo básico puede modificarse al escoger nuevos valores de R y C o ambos.

13-10.2 Operación del circuito

Se abre momentáneamente el interuptor de arranque S_S, lo cual hace que la terminal de disparo active el temporizador. Todas las salidas del XR2240, se vuelven bajas. Esto se extiende a todos los interruptores cerrados de selección S_1 a S_8 hasta la entrada (–) del comparador 301. La salida de éste se vuelve alta para encender el LED D_1 y al transistor Q1. El transistor encendido energiza el relevador, con lo cual cambia los contactos de la posición NC a la posición NO. Se completa así el circuito de corriente para *encender* cualquier aparato, durante el intervalo de tiempo.

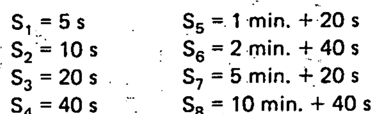


FIGURA 13-22 Temporizador programable con interruptor. Por medio de R y C se establece un intervalo básico de $T = 5$ s. Los interruptores de selección del tiempo S_1 a S_8 determinan cuanto tiempo se activara la carga del aparato después que se libera el interruptor de activación momentánea S_s. $S_1 = 5$ s. S_2 agrega 10 s. Los interruptores restantes extienden el intervalo de tiempo como se muestra en la figura.

www.elsolucionario.net

Para *apagar* un aparato durante el intervalo, basta mover el alambre común de ca de la terminal A del relevador a la terminal C. El voltaje de la fuente debe regularse para obtener resultado repetidor.

EJERCICIOS DE LABORATORIO

13-1. La primera experiencia del 555 en el laboratorio deberá comenzar con el circuito de la figura 13-5. Se usa una fuente de potencia ajustable manualmente (o bien un potenciómetro de 10 kΩ a través de las terminales 8 y 1) para modificar E_i. Se conecta la entrada A del oscilador de rayos catódicos a E_i y la entrada B a V_o (acoplada cd). Se grafican E_i y V_o en función del tiempo; se marca una gráfica x-y para ver el circuito de histéresis. Una vez que se aprende a identificar los tres estados posibles del 555 (alto, bajo, memoria), pueden analizarse o diseñarse circuitos 555 bastante complejos sin confusión.

13-2. El circuito multivibrador de la figura 13-7 y el de un disparo, de la figura 13-12, son dos circuitos básicos que deberían analizarse. El oscilador de chicharra o circuito incrementador de tono que aparece en la figura 13-9 muestra la operación de la terminal de restablecimiento, la terminal 4. Como es un experimento muy ruidoso, conecte un potenciómetro de 10 kΩ como control de volumen desde la terminal 3 del 555 B hasta tierra. Conecte un capacitor de 0.1 μF del brazo del contacto deslizante a un amplificador de audio. Nótese que este circuito podría sacar del cuarto a usted y a otras personas.

PROBLEMAS

13-1. ¿Cuáles son los modos de operación del temporizador 555?

13-2. En la figura 13-7 (a), $R_A = R_B = 10$ kΩ, $C = 01.$ μF, encuentre (a) t_{alta} (b) t_{baja}; (c) frecuencia de oscilación.

13-3. Mediante la gráfica de la figura 13-7, estime la frecuencia de oscilación libre f si $(R_A + 2R_B) = 1$ MΩ y $C = 0.02$ μF.

13-4. ¿Cuál es el ciclo de trabajo en el problema 13-2?

13-5. En el ejemplo 13-1, R_A y R_B se incrementan por un factor de 10 a 68 kΩ y 33 kΩ. Obtenga la nueva frecuencia de oscilación.

13-6. En la figura 13-8, R_A y R_B cada una se reduce a 5 kΩ. ¿Cuál es el efecto en (a) el ciclo de trabajo; (b) el periodo T de la salida?

13-7. En la figura 13-9, ¿a qué valor podrá establecerse la resistencia 10 kΩ para obtener una salida de 2 kHz del 555 B?

13-8. En la figura 13-10, el capacitor C se cambia a 0.01 μF. Calcúlese (a) la frecuencia central, f_c cuando $E = 0$ V; (b) el cambio de frecuencia para $E = \pm 2$ V.

13-9. En la figura 13-11(a), $R_A = 100\ k\Omega$ y $C = 0.1\ \mu F$. Encuentre t_{alta}.

13-10. R_A se cambia a 20 kΩ en el ejemplo 13-5. Obtenga t_{alta}.

13-11. En el ejemplo 13-6(b), ¿qué valor de R_A se requiere para dividir una señal de 1 kHz entre 2?

13-12. Con referencia al ejemplo 13-7, ¿qué tiempo permanecerán en baja las siguientes terminales de salida? **(a)** terminal 1; **(b)** terminal 2; **(c)** terminal 5; **(d)** terminal 6.

13-13. En la figura 13-17(a), T se establece para 1 ms y las terminales 2, 4, 6 y 8 se conectan al conductor de salida. Obtenga el intervalo de tiempo.

13-14. En el problema 13-13, las terminales con número impar, 1, 3, 5 y 7 se conectan al conductor de salida. Encuentre el intervalo de tiempo.

13-15. En el ejemplo 13-9, C se cambia a 0.1 µF y R a 500 kΩ. Obtenga **(a)** el periodo base de tiempo; **(b)** el ciclo de temporizado para las posiciones de interruptores que se muestran el la figura 13-18; **(c)** el ciclo máximo temporizador.

13-16. En el ejemplo 13-10, ¿cuáles frecuencias están presentes en las terminales **(a)** 5; **(b)** 6; **(c)** 7; **(d)** 8?

13-17. En la figura 13-21, sólo están cerrados los interruptores a las terminales 1, 2, 3 y 4. Encuentre la frecuencia de salida.

CAPITULO 14

Convertidores digital a analógico y analógico a digital

OBJETIVOS DE APRENDIZAJE

Después de leer este capítulo sobre convertidores digital a analógico y analógico a digital, el alumno deberá ser capaz de:

- Escribir las ecuaciones generales de entrada-salida de los convertidores digital a analógico o analógico a digital y calcular la salida para determinada entrada.
- Trazar una red en escalera de resistencia $R-2R$; calcular todas sus corrientes y explicar cómo se usa para convertir un voltaje de entrada analógica en una salida digital.
- Distinguir entre un convertidor digital analógico y un convertidor digital a analógico multiplicador.
- Indicar las características necesarias para hacer que un convertidor digital a analógico o un convertidor analógico a digital sea compatible con un microprocesador.

- Explicar cómo el microprocesador selecciona sólo un convertidor digital a analógico entre todos los dispositivos periféricos y le envía datos.
- Mencionar los tres tipos más comunes de convertidores analógico a digital y explicar cómo funciona cada uno.
- Calcular la máxima frecuencia de onda senoidal que puede digitalizarse con una precisión de $\pm\frac{1}{2}$ del bit más significativo usando un convertidor analógico a digital o un amplificador muestreador y retenedor.
- Probar dinámicamente el convertidor analógico a digital AD558 compatible con los microprocesadores.
- Operar un convertidor analógico a digital compatible con los microprocesadores, el AD670, *sin* un microprocesador.

14-0 INTRODUCCION

Los procesos del mundo real producen señales analógicas que varían constantemente. La velocidad puede ser muy lenta, como la variación de la temperatura ambiente o muy rápida, como sucede en un sistema de audio. Los procesos analógicos se describen mejor por medio de números decimales y letras del alfabeto. En cambio, en los microprocesadores y las computadoras utilizan patrones binarios para representar números, letras o símbolos.

Cuando se recurre a la tecnología analógica no es fácil almacenar, manipular, comparar, calcular o recuperar información con exactitud. En cambio, las computadoras pueden efectuar estas tareas rápidamente y hacerlo con precisión en una cantidad casi ilimitada de datos, empleando técnicas digitales. Así, nació la necesidad de los *convertidores* para interrelacionar el mundo analógico con el digital. Los convertidores analógico a digital (CAD) permiten que el mundo analógico se comunique con las computadoras. Y éstas a su vez se comunican con el hombre y con los procesos físicos a través de convertidores digital a analógico (CDA). Nuestro estudio de esta intercomunicación de los dos mundos, el analógico y el digital, comienza desarrollando la ecuación de entrada salida primero para un convertidor digital a analógico y luego para un convertidor analógico a digital.

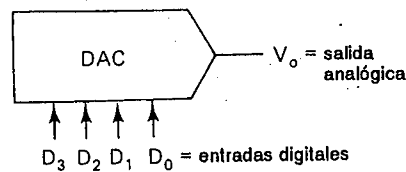
14-1 CARACTERISTICAS DEL CONVERTIDOR DIGITAL A ANALOGICO

Plantearemos tres preguntas cuyas respuestas describen las características más importantes de un convertidor digital a analógico. Primero, ¿cuántos valores de salida puede proporcionar el convertidor digital a analógico? Segundo, ¿cuánto *cambiará* el voltaje de salida analógica en respuesta a un *cambio* en el bit menos significativo de la palabra digital de entrada? (La respuesta a estas dos preguntas se da en la siguiente sección bajo el tema *resolución*.) Tercero, ¿cuál es la ecuación

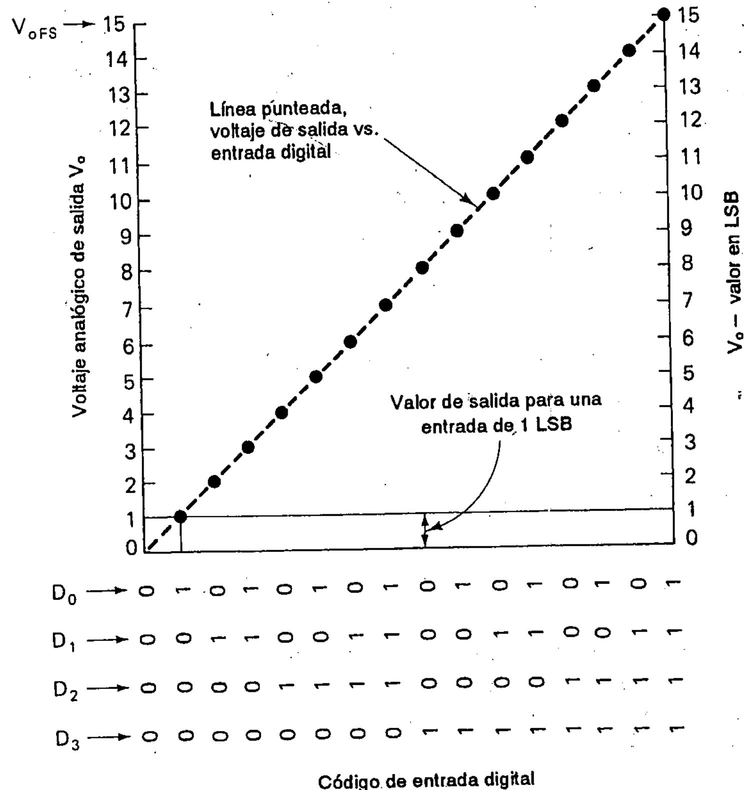
de salida-entrada del convertidor digital a analógico que permite predecir el voltaje de salida si se conoce la palabra de entrada digital?

14-1.1 *Resolución*

Tanto el símbolo del circuito como las características de salida-entrada de un convertidor digital a analógico de 4 bits se muestran en la figura 14-1. Cada



(a) Símbolo del convertidor digital a analógico



(b) Gráfica del voltaje analógico de salida vs. código digital de entrada para un DAC de 4 bits

FIGURA 14-1 Símbolo del circuito (a) y características de entrada-salida (b).

entrada digital requiere una señal eléctrica que represente un 1 lógico o bien un 0 lógico. D_0 es el *bit menos significativo, LSB*. D_3 es el *bit más significativo, MSB*. En la figura 14-1(b), el voltaje de salida analógica V_O se grafica contra 16 posibles palabras de entrada digital. También V_O se muestra en función del bit menos significativos.

La resolución se define en dos formas:

1. La resolución es el número de valores distintos de salida analógica que pueden ser suministrados por un convertidor digital analógico. En el caso de un convertidor de n bits, se tiene

$$\text{resolución} = 2^n \quad \textbf{(14-1a)}$$

2. La resolución se define también como la razón del *cambio* en el voltaje de salida producido por un *cambio* del bit menos significativo en la entrada digital.

Para calcular la resolución con esta definición, se necesitan dos datos contenidos en la hojas de información: el voltaje de salida a escala completa V_{OFS} y el número de entradas, n. V_{OFS} se define como el voltaje resultante cuando todas las entradas digitales son unos. Por tanto, la resolución puede calcularse mediante

$$\text{resolución} = \frac{V_{oFS}}{2^n - 1} \quad \textbf{(14-1b)}$$

En la figura 14-1(b) hay $n = 4$ entradas digitales. En consecuencia, V_O tendrá $2^4 = 16$ valores de salida, de 0 a 15. Nótese que $V_{OFS} = 15$ V cuando la palabra de entrada digital es 1111. El valor decimal del 1111 binario es $(2^4 - 1) = 16 - 1 = 15$. Así pues, la resolución es igual a 15 V/15 = 1 V/LSB.

Ejemplo 14-1

Un convertidor digital a analógico de 8 bits tiene un rango de voltaje de salida de 0 – 2.55 V. Defina su resolución en dos formas.

Solución (a) A partir de la ecuación (14-1a),

$$\text{resolución} = 2^n = 2^8 = 256$$

El voltaje de salida puede tener 256 valores distintos (entre ellos el cero)
(b) Con base en la ecuación (14-1b),

$$\text{resolución} = \frac{V_{oFS}}{2^n - 1} = \frac{2.55\text{ V}}{2^8 - 1} = \frac{2.55\text{ V}}{255} = \frac{10\text{ mV}}{1\text{ LSB}}$$

Un cambio de 1 LSB en la entrada hace que la salida varíe en 10 mV.

Ahora tenemos los elementos básicos para determinar la ecuación de salida entrada.

14-1.2 Ecuación de entrada-salida

En el caso de un convertidor analógico a digital, la función de transferencia o la ecuación de entrada-salida contesta la pregunta: ¿cuál es el cambio en el voltaje de salida analógica producido por una palabra digital de entrada? Esta ecuación se obtiene al multiplicar la resolución por el cambio en la entrada digital dada en bits menos significativos. En forma de ecuación, esto se expresa así

$$V_o = \text{resolución} \times D \tag{14-2}$$

donde V_O es el voltaje analógico de salida, la resolución está dada por la ecuación (14-1b) y D es el *valor decimal de la entrada digital*.

Ejemplo 14-2

Suponga que la palabra de entrada digital de un convertidor digital a analógico de 4 bits pasa de 0000 a 0110. Calcule el voltaje final de salida de este convertidor.

Solución El valor decimal de 0110 es 6. Este valor representa D, es decir, la palabra de entrada digital. Según lo que hemos dicho antes, cuando $n = 4$, tenemos $V_{OFS} = 15$. Al aplicar la ecuación (14-1b) nos queda

$$\text{resolución} = \frac{15}{2^4 - 1} = 1\ \text{V/LSB}$$

Y ahora al utilizar la ecuación (14-2) obtenemos

$$V_o = (1\ \text{V/LSB}) \times 6\ \text{LSB} = 6\ \text{V}$$

Ejemplo 14-3

Un convertidor digital a analógico de 8 bits tiene una resolución de 10 mV/LSB. Calcule (a) V_{OFS} y (b) V_O cuando el código digital de entrada es 10000000.

Solución (a) V_{OFS} ocurre cuando la palabra de entrada digital es 11111111. Esta palabra binaria contiene 255 bits menos significativos (LSB) y su valor decimal es de 255. Por consiguiente, $D = 255$, y al aplicar la ecuación (14-2) se obtiene

$$V_{oFS} = \text{resolución} \times D = \frac{10\ \text{mV}}{\text{LSB}} \times 255\ \text{LSB} = 2.55\ \text{V}$$

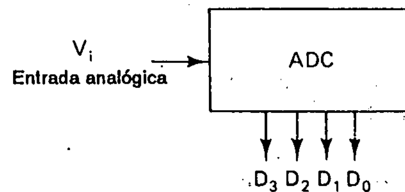
(b) El valor decimal equivalente de 10000000 es 128. Por tanto D 128 y

$$V_o = \text{resolución} \times D = \frac{10 \text{ mV}}{\text{LSB}} \times 128 \text{ LSB} = 1.28 \text{ V}$$

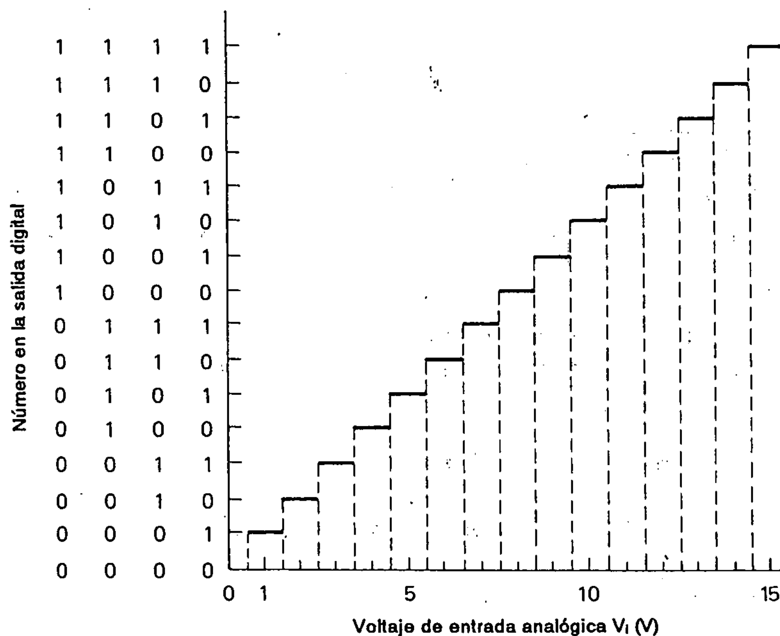
14-2 CARACTERISTICAS DEL CONVERTIDOR ANALOGICO A DIGITAL

14-2.1 Ecuación de entrada-salida

La salida digital de un convertidor analógico a digital ideal de 4 bits se grafica en función del voltaje de entrada analógica en la figura 14-2(b). De manera análoga



(a) Símbolo de un CAD de 4 bits



(b) Características de entrada-salida de un ADC

FIGURA 14-2 Símbolo del circuito y características de entrada-salida para un convertidor digital a analógico de 4 bits.

a lo que ocurre con los convertidores digital a analógico, la resolución de un convertidor analógico a digital se define de dos maneras. Primero, es el número máximo de códigos de salida digital. Esta expresión de la resolución del convertidor es la misma que en el caso del convertidor digital a analógico y se repite aquí:

$$\text{resolución} = 2^n \tag{14-3a}$$

La resolución también se define como la razón de cambio del valor en el voltaje de entrada, V_i, que se necesita para cambiar en 1 LSB la salida digital. Si se conoce el valor del voltaje de entrada a escala completa, V_{iFS}, que se requiere para producir una salida digital de todos los unos, es posible calcular la resolución mediante

$$\text{resolución} = \frac{V_{iFS}}{2^n - 1} \tag{14-3b}$$

En su forma más simple, la ecuación de entrada-salida de un convertidor digital a analógico está dada por

$$\text{código de salida digital} = \text{equivalente binario de } D \tag{14-4}$$

donde D es igual al valor decimal de la salida digital; o sea, D es igual al número de bits menos significativos en la salida digital y D se calcula a partir de

$$D = \frac{V_i}{\text{resolución}} \tag{14-5}$$

Consulte, por ejemplo, la figura 14-2(b) donde $n = 4$ y $V_{iFS} = 15$ V. Resolución $= 15 \text{ V}/(2^4 - 1) = 1$ V/LSB. Si $V_i = 5$ V, entonces $D = 5 \text{ V}/(1 \text{ V/LSB}) = 5$ LSB. El código digital para $D = 5$ es 0101.

Ejemplo 14-4

Un convertidor analógico a digital de 8 bits genera solamente unos cuando $V_i = 2.55$ V. Encuentre (a) su resolución y (b) su salida digital cuando $V_i = 1.28$ V.

Solución (a) Con base en la ecuación (14-3a),

$$\text{resolución} = 2^8 = 256$$

y a partir de la ecuación (14-3b),

$$\text{resolución} = \frac{2.55 \text{ V}}{2^8 - 1} = \frac{10 \text{ mV}}{\text{LSB}}$$

(b) De la ecuación (14-5),

$$D = \frac{1.28 \text{ V}}{10 \text{ mV/LSB}} = 128 \text{ LSBs}$$

De la ecuación (14-4),

el código de salida digital = equivalente binario de 128 = 10000000

14-2.2 Error de cuantificación

La figura 14-2(b) muestra que la salida binaria es 0101 para todos los valores de V_i entre 4.5 y 5.5 V. Existe una incertidumbre inevitable respecto al valor exacto de V_i cuando la salida es 0101. Dicha incertidumbre se especifica como *error de cuantificación*. Su valor es $\pm \frac{1}{2}$ LSB. Al incrementar la cantidad de bits se logra una mejor resolución y el error de cuantificación es menor.

Ejemplo 14-5

¿Cuál es el error de cuantificación del convertidor analógico a digital del ejemplo 14-4?

Solución En el ejemplo 14-4 se descubrió que la resolución era de 10 mV por LSB. El error de cuantificación es $\pm \frac{1}{2}$ LSB, o sea ± 5 mV.

14-3 PROCESO DE CONVERSION DIGITAL A ANALOGICO

14-3.1 Diagrama de bloques

En la figura 14-3 se presenta un diagrama de bloques para un convertidor digital a analógico básico. El voltaje de referencia V_{ref}, está conectado a una red de resistencias. Un código digital de entrada, a través de los circuitos de control, acciona los interruptores (uno por cada bit) conectados a la red de resistencias. La salida de esta red, se da en forma de corriente. Esta última debe convertirse a voltaje. Tanto las salidas de corriente como de voltaje son representaciones analógicas del código digital de entrada.

La conversión real de digital a analógico tiene lugar dentro de la red de resistencias. De ahí que iniciemos el estudio del circuito del convertidor digital a analógico examinando la red estándar de resistencias, a la cual se le da el nombre de red de escalera $R - 2R$.

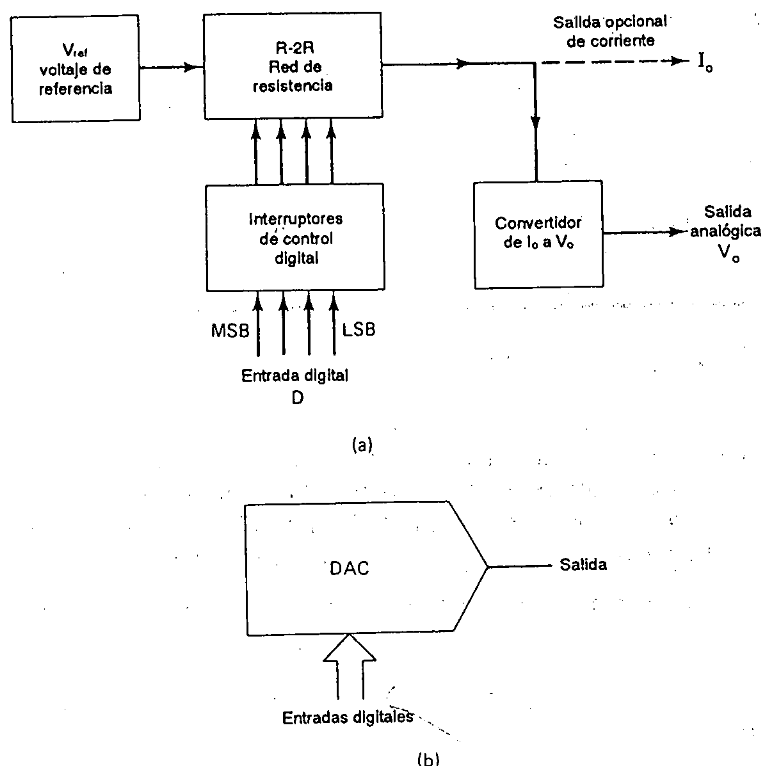


FIGURA 14-3 Diagrama de bloques y símbolo de circuito para un convertidor digital analógico (CDA) básico.

14-3.2 Red de escalera R-2R

En la figura 14-4 se describe una red de escalera $R - 2R$ de 4 bits. Cada entrada digital controla la posición de su correspondiente interruptor de corriente. Un interruptor de corriente dirige la corriente de escalera hacia tierra real (posición 0) o hacia tierra virtual (posición 1). Así, el puntero de cada interruptor siempre se encuentra al potencial de tierra, por lo cual las corrientes en cada "escalón" son constantes excepto por el breve periodo de transición de cada interruptor.

En la figura 14-4, las corrientes de "riel" fluyen horizontalmente; y las corrientes de "escalón" fluyen hacia abajo a través de los interruptores de bit. La corriente de riel I_1 entra en el nodo 0 donde "ve" una resistencia R_0. Esta última es la resistencia equivalente de una resistencia $2R$ a través del interruptor D_0 hacia tierra, en paralelo con la resistencia terminal $2R$. Así pues, $R_0 = 2R \parallel 2R = R$. La corriente de riel I_1 al salir del nodo 1, ve R en serie con $R_0 = R$ o sea $2R$. Si del extremo terminal vemos hacia la fuente de voltaje, el valor de la resistencia "que se ve" en un nodo es R. Como se advierte en la figura 14-4, $R_3 = R_2 = R_1 = R_0 =$ R. A

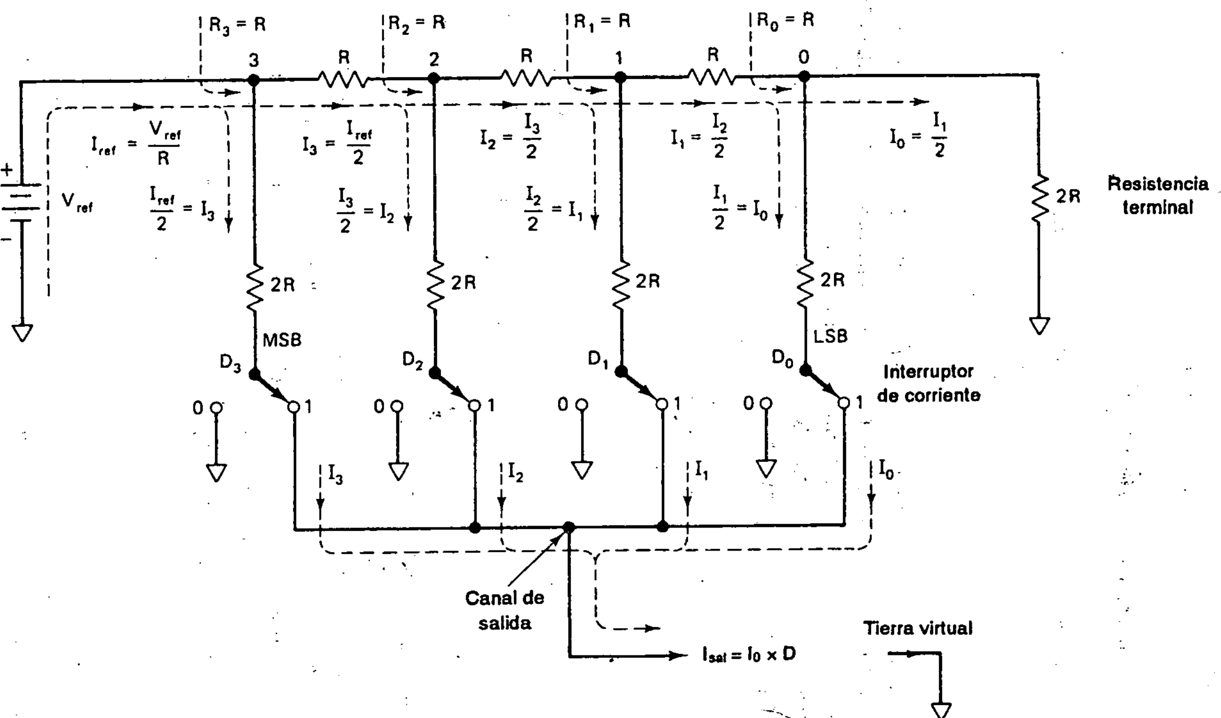


FIGURA 14-4 Red en escalera que convierte el código digital de entrada en una corriente de salida analógica I_{sal}.

R se le llama *resistencia característica* de la red de escalera. En otras palabras, V_{ref} ve a toda la red como una sola resistencia, igual a R.

14-3.3 Corrientes de escalera

Puesto que V_{ref} "ve" la red de escalera como una resistencia R, la corriente de riel I_{ref} será

$$I_{ref} = \frac{V_{ref}}{R} \tag{14-6}$$

El patrón de corriente de la red $R-2R$ en la figura 14-14 se analiza como sigue. La corriente I_{ref} se divide en dos partes iguales en el nodo 3. La corriente de escalón $I_3 = I_{ref}/2$ y la corriente del riel $I_3 = I_{ref}/2$. Cada corriente de riel se divide en partes iguales en cada nodo a medida que desciende por la escalera. Las corrientes de escalón se evalúan a partir de

$$I_3 = \frac{I_{ref}}{2} \qquad I_2 = \frac{I_3}{2} = \frac{I_{ref}}{4}$$
$$I_1 = \frac{I_2}{2} = \frac{I_{ref}}{8} \qquad I_0 = \frac{I_1}{2} = \frac{I_{ref}}{16} \tag{14-7}$$

donde I_0 es la corriente controlada por el interruptor del bit menos significativo.

14-3.4 Ecuación de la escalera

El conductor de la corriente de salida recibe la de un escalón si el interruptor del bit correspondiente se encuentra en la posición 1. Para escribir la ecuación de entrada-salida correspondiente a la red de escalera, se observa que I_{sal} es la suma de todas las corrientes de escalera dirigidas hacia el conductor de salida por dichos interruptores. En forma de ecuación esto se expresa así:

$I_{SAL} = I_1 + I_2 + I_3 + I_0$ I_{SAL} $2I_0 + 4I_0 + 8I_0 + 1I_0$

$$I_{sal} = I_0 \times D \tag{14-8}$$

donde D es igual al valor decimal de la entrada digital e I_0 es el mínimo valor de corriente en la red de escalera. Si definimos I_0 como la resolución de escalera, la ecuación de entrada-salida se puede expresar del siguiente modo:

$$I_{sal} = \text{resolución} \times D \tag{14-9}$$

donde

$$\text{resolución} = I_0 = \frac{I_{ref}}{2^n} = \frac{1}{2^n} \times \frac{V_{ref}}{R} \tag{14-10}$$

Ejemplo 14-6

La escalera de resistencias de 4 bits de la figura 14-4 tiene valores de resistencia $R = 10\ \text{k}\Omega$ y $2R = 20\ \text{k}\Omega$. V_{ref} es igual a 10 V. Calcule (a) la resolución de la escalera; (b) su ecuación de entrada-salida; (c) I_{sal} para una entrada digital de 1111.

Solución (a) A partir de la ecuación (14-10),

$$\text{resolución} = \frac{1}{2^n} \times \frac{V_{ref}}{R} = \frac{1}{2^4} \times \frac{10\ \text{V}}{10\ \text{k}\Omega} = \frac{1}{16} \times 1\ \text{mA} = 62.5\ \mu\text{A}$$

(b) Al aplicar la ecuación (14-9) se obtiene

$$I_{sal} = 62.5\ \mu\text{A} \times D$$

(c) El valor decimal del 1111 binario es 15; por tanto, $D = 15$ y

$$I_{sal} = 62.5\ \mu\text{A} \times 15 = 0.9375\ \mu\text{A}$$

14-4 SALIDA DE VOLTAJE DEL CONVERTIDOR DIGITAL A ANALOGICO

Como se aprecia en la figura 14-5, la corriente de salida de la escalera se puede convertir en voltaje al incorporar un amplificador operacional y una resistencia de retroalimentación. El voltaje de salida V_o está dado por

$$V_o = -I_{sal} R_F \quad \textbf{(14-11a)}$$

Al sustituir I_{sal} de la ecuación (14-9) se obtiene

$$V_o = -(\text{resolución actual} \times D) \times R_F \quad \textbf{(14-11b)}$$

La ecuación (14-11b) se ordena

$$V_o = -(\text{resolución actual} \times R_F) \times D \quad \textbf{(14-11c)}$$

El coeficiente de D es la resolución de voltaje, o simplemente, la resolución y está dado como

$$\text{resolución} = I_0 R_F \quad \textbf{(14-11d)}$$

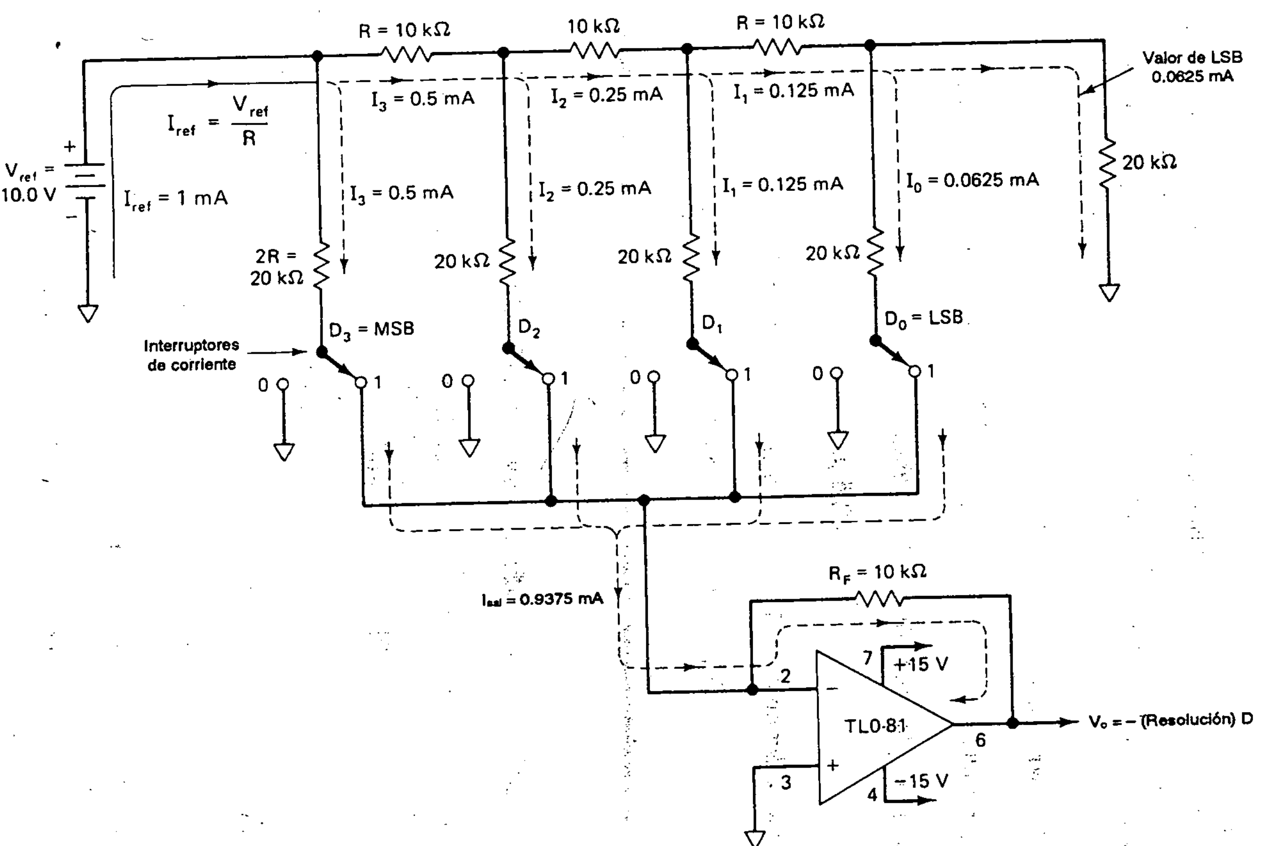


FIGURA 14-5 El amplificador operacional y la resistencia de retroalimentación convierten la corriente I_{sal} de la red en escalera en un voltaje R_F.

yV_O se puede escribir como

$$V_O = -\text{ resolución} \times D \qquad \textbf{(14-11e)}$$

En términos del circuito, V_O se expresa como

$$V_o = -\left(\frac{V_{ref}}{R} \times \frac{1}{2^n} R_F\right) \times D \qquad \textbf{(14-12)}$$

Ejemplo 14-7

Para el convertidor digital a analógico de la figura 14-5, encuentre (a) su resolución y (b) V_O cuando la entrada digital es 1111.

Solución (a) Según lo visto en el ejemplo 14-16, el valor de I_O = 62.5 μA. A partir de la ecuación (14-11d),

$$\text{resolución} = I_O R_F \; 0 \; 62.5 \text{ mA} \times 10 \text{ k}\Omega = 0.625 \text{ V}$$

Un cambio en la entrada de 1 bit ocasiona a su vez un cambio de 0.625 V en el voltaje de salida.

(b) Calcule la ecuación de desempeño del convertidor a partir de la ecuación (14-12).

$$V_o = -\left(\frac{10 \text{ V}}{10 \text{ k}\Omega} \times \frac{1}{2^4} \times 10 \text{ k}\Omega\right) \times D = -0.625 \text{ V} \times D$$

Para una entrada digital de 1111, D = 15. Por tanto,

$$V_o = -0.625 \text{ V} \times 15 = -9.375 \text{ V}$$

14-5 CONVERTIDOR DIGITAL A ANALOGICO MULTIPLICADOR

La ecuación (14-12) puede reescribirse para mostrar cómo opera un convertidor digital a analógico multiplicador (MDAC, por sus siglas en inglés).

$$V_O = (\text{constante}) \times V_{ref} \times D \qquad \textbf{(14-13)}$$

donde

$$\text{constante} = -\frac{R_F}{2^n R}$$

La ecuación (14-13) muestra que V_o es el *producto* de dos señales de entrada, V_{ref} y D, y que *ambas* señales pueden ser variables. Un ejemplo de la utilización de esta clase de convertidor es el control de volumen de una señal de audio por medio de un microprocesador.

Suponga que V_{ref} es una señal de audio que varía de 0 a 10 V en la figura 14-5. Del ejemplo 14-7, si $D = 0001$, V_o variará de 0 a 0.625 V. Si la entrada digital es 1000, $D = 8$ y el volumen máximo de 15×0.625 V = 9.375 V ocurrirá cuando el código de entrada digital es 1111, $D = 15$. Por tanto, el MDAC realiza un control de volumen operado en forma digital.

14-6 CONVERTIDOR DIGITAL A ANALOGICO DE 8 BITS: EL DAC-08

El DAC-08 es un MDAC de bajo costo y rápido, encapsulado en un empaque doble de 16 terminales. Sus principios de operación se examinan con relación a la tarea efectuada por cada una de sus terminales en la figura 14-6.

14-6.1 Terminales de alimentación de corriente

Las terminales 13 y 14 son terminales de suministro positivo y negativo respectivamente y pueden tener cualquier valor de ± 4.5 a ± 18 V. Entre cada fuente y tierra se debe conectar un capacitor de 0.1 μF como se muestra en la figura 14-6(a).

14-6.2 Terminales de referencia (multiplicadora)

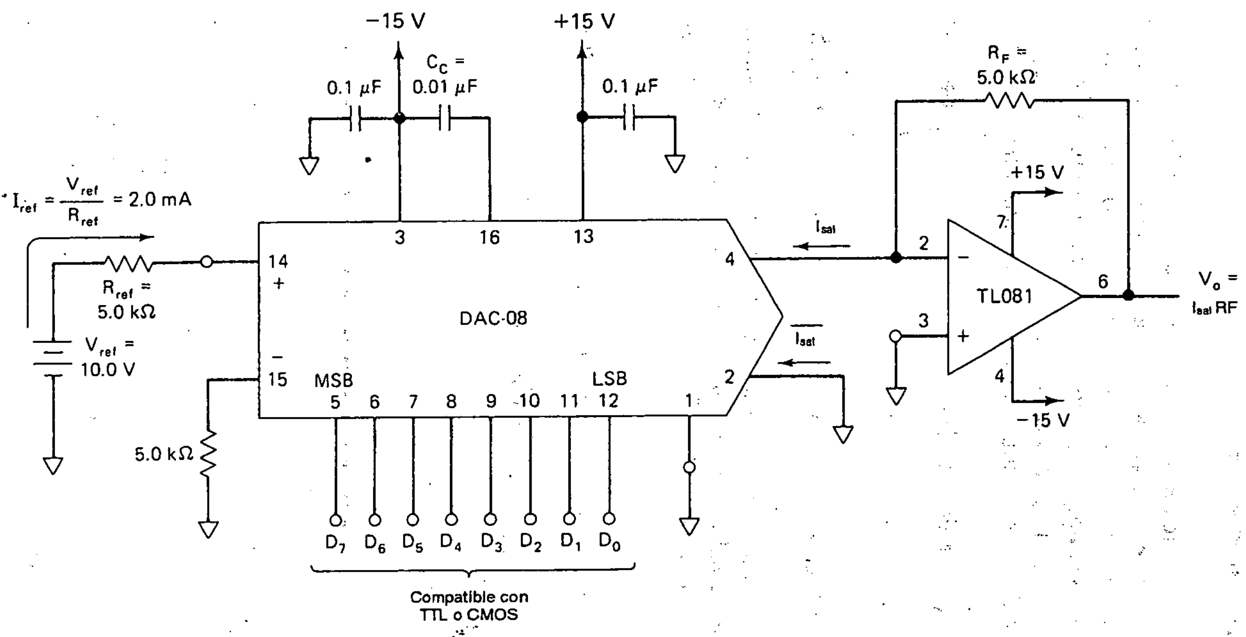
La flexibilidad del DAC-08 se mejora porque tiene *dos* entradas de referencia en lugar de una. Las terminales 14 y 15 permiten voltajes de referencia positivos y negativos respectivamente. En la figura 14-6a se muestra un voltaje positivo de referencia.

El usuario puede ajustar la corriente de escalera de entrada al DAC-08 con mucha facilidad, de 4 μA a 4 mA, siendo un valor típico 2 mA.

$$I_{ref} = \frac{V_{ref}}{R_{ref}} \tag{14-14}$$

14-6.3 Terminales de entrada digital

Las patas 5 a 12 identifican las terminales de entrada digital. La terminal 5 es el bit más significativo (MSB), D_7. La pata 12 es la terminal LSB, D_0. Las terminales son compatibles con TTL o CMOS. La entrada lógica "0" es 0.8 V o menos. La entrada lógica "1" es 2.0 V o más, cualesquiera que sean los voltajes de la fuente. Por lo general la pata 1, V_{LC}, está conectada a tierra. Sin embargo, puede servir para ajustar el voltaje de *umbral de entrada lógica*, V_{TH}, de acuerdo con $V_{TH} = V_{LC} + 1.4$ V. Estas entradas digitales controlan ocho interruptores de corriente.



(a) DAC-08 cableado para obtener voltajes positivos de salida

	Entradas digitales								Salida analógica	
	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0	I_{sal}	V_o
LSB	0	0	0	0	0	0	0	1	7.812 μA	39 mV
Media escala	1	0	0	0	0	0	0	0	1.000 mA	5.0 V
Escala comp	1	1	1	1	1	1	1	1	1.992 mA	9.96 V

(b) Resumen de los ejemplos 14-7 y 14-8

FIGURA 14-6 Un DAC-08 de 8 bits se cablea para obtener un voltaje de salida unipolar en (a) I_{sal} tiene valores dados en (b) para tres palabras de entrada digital. El amplificador operacional convierte I_{sal} en el voltaje V_o.

14-6.4 Corrientes de salida analógica

En la figura 14-6 se indican dos terminales de salida que mejoran la flexibilidad del DAC-08. La terminal 4 conduce la corriente de salida I_{sal} y la terminal 2 conduce su complemento, $\overline{I_{sal}}$. Si colocamos un interruptor interno en la posición "1", la corriente del escalón correspondiente fluye a través del conductor de I_{sal}. Si lo ponemos en la posición "0", fluirá por el conductor $\overline{I_{sal}}$.

El valor de corriente de 1 LSB (resolución) se calcula por medio de

$$\text{resolución} = (\text{valor de 1 LSB}) = \frac{V_{ref}}{R_{ref}} \times \frac{1}{2^n} \quad \textbf{(14-15a)}$$

I_{sal} se calcula a partir de

$$I_{sal} = (\text{valor de 1 LSB}) \times D \quad \textbf{(14-15b)}$$

donde D es el valor decimal de la palabra de entrada digital. La corriente de salida a plena escala en el conductor de salida de la terminal 4 se produce cuando la entrada digital es 11111111, de manera que $D = 255$. Esta corriente la definiremos como I_{FS} donde

$$I_{FS} = (\text{valor de 1 LSB}) \times 255 \quad \textbf{(14-16a)}$$

La suma de todas las corriente de escalón del DAC-08 es igual a I_{FS}. Como esta suma siempre se divide entre I_{sal} y $\overline{I_{sal}}$, el valor de $\overline{I_{sal}}$ está dado por

$$\overline{I_{sal}} = I_{FS} - I_{sal} \quad \textbf{(14-16b)}$$

Ejemplo 14-8

Calcule (a) la corriente de entrada de escalones I_{ref} del DAC-8 de la figura 14-6; (b) el valor de corriente de 1 LSB.

Solución (a) a partir de la ecuación (14-14),

$$I_{ref} = \frac{10\text{ V}}{5\text{ k}\Omega} = 2\text{ mA}$$

(b) Con base en la ecuación (14-15a),

$$\text{valor actual de 1 LSB o resolución} = \frac{10\text{ V}}{5\text{ k}\Omega} \times \frac{1}{2^8} = 7.812\ \mu\text{A}$$

Ejemplo 14-9

Para el circuito del DAC-8 de la figura 14-6 calcule los valores de I_{sal} y $\overline{I_{sal}}$ cuando las palabras de entrada digital son (a) 00000001 (b) 10000000; 11111111.

Solución En el ejemplo 14-8 se mostró que la resolución de la salida de corriente es 7.812 μA/bit. Con base en la ecuación (14-16a), evalúe I_{FS}.

$$I_{FS} = (\text{resolución})255 = 7.812\ \mu A \times 255 = 1.992\ mA$$

El valor de D es 1 para (a), 128 para (b) y 255 para (c). I_{sal} puede calcularse ahora por medio de la ecuación (14-15b):

(a) $I_{sal} = 7.812\ \mu A \times 1 = 7.812\ \mu A$ para la entrada 00000001
(b) $I_{sal} = 7.812\ \mu A \times 128 = 1.000$ mA para la entrada 10000000
(c) $I_{sal} = 7.812\ \mu A \times 255 = 1.992$ mA para la entrada 11111111

A partir de la ecuación (14-16b),

(a) $\underline{I_{sal}} = 1.992\ mA - 7.812\ \mu A = 1.984\ mA$
(b) $\underline{I_{sal}} = 1.992\ mA - 1.0\ mA = 0.992\ mA$
(c) $\underline{I_{sal}} = 1.992\ mA - 1.992\ mA = 0$

Los resultados de los ejemplos 14-8 y 14-9 se tabulan en la figura 14-6(b).

14-6.5 Voltaje de salida unipolar

En la figura 14-6(a), la corriente de salida I_{sal} del DAC-08 se convierte en una salida de voltaje V_O por el amplificador operacional y la resistencia R_F externos. Esta salida de voltaje presenta una resolución de

$$\text{resolución} = \frac{V_{ref}}{R_{ref}} \times R_F \times \frac{1}{2^n} \tag{14-17a}$$

y V_O está dado por

$$V_O = \text{resolución} \times D = I_{sal} R_F \tag{14-17b}$$

Ejemplo 14-10
Para el circuito DAC-08 de la figura 14-6(a), calcule V_O para las entradas digitales de (A) 00000001; (b) 11111111.

Solución A partir de la ecuación (14-17a),

$$\text{resolución} = (10\ V)\frac{5\ k\Omega}{5\ k\Omega} \times \frac{1}{256} = 39.0\ mV/bit$$

(a) Basándose en la ecuación (14-17b), con el valor de $D = 1$,

$$V_O = 39.0\ mV \times 1 = 39.0\ mV \text{ para entrada } 00000001$$

(b) El valor de $D = 255$. Con base en la ecuación (14-17b),

$$V_O = 39.0 \text{ mV} \times 255 = 9.961 \text{ V para entrada } 11111111$$

14-6.6 Voltaje de salida analógica bipolar

La flexibilidad del DAC -08 se muestra al cablearlo para obtener un voltaje de salida analógica bipolar en respuesta a una palabra de entrada digital [figura 14-7(a)]. El amplificador operacional y dos resistencias convierten la *diferencia* entre I_{sal} y $\overline{I_{sal}}$ en un voltaje V_O:

$$V_O = (I_{sal} - \overline{I_{sal}})R_F \tag{14-18}$$

I_{sal} hace positivo a V_O y $\overline{I_{sal}}$ hace negativo a V_O. Si la palabra de entrada digital aumenta en 1 bit, I_{sal} se incrementa en 1 LSB. Sin embargo, $\overline{I_{sal}}$ deberá *disminuir* por tanto en 1 LSB. En consecuencia, la corriente de salida diferencial cambia en 2 LSB; de ahí que se espera que el intervalo del voltaje de salida bipolar sea el doble de una salida unipolar (sección 14-6.5).

En la figura 14-7(a) V_{ref} se ha incrementado un poco, de modo que I_{ref} se eleve a 2.048 mA [Ecuación (14-14). Con ello el valor de la corriente aumenta de 1LSB a 8 μA [Ecuación (14-15a)]. Con un ejemplo se muestra que el voltaje de salida responde a entradas digitales.

Ejemplo 14-11

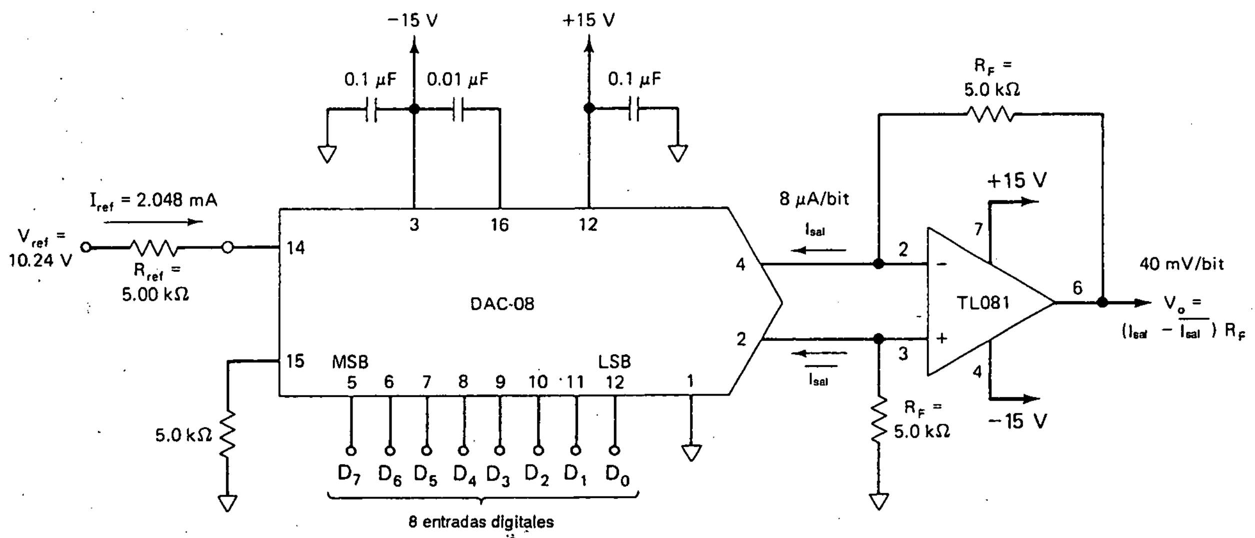
Para el circuito de la figura 14-7(a), calcule V_O para las entradas de (a) 00000000; (b) 01111111; (c) 10000000; (d) 11111111.

Solución El valor de corriente de 1 LSB es igual a 8 μA. A partir de la ecuación (14-16a), $I_{FS} = (8\ \mu A)255 = 2.040$ mA.

(a) Con base en la ecuación (14-15b), $I_{sat} = (8\ \mu A) \times 0 = 0$. Así pues, al aplicar la ecuación (14-16b) se tiene $\overline{I_{sal}} = 2.040 \text{ m} - 0 = 2.04$ mA. Se calcula V_O a partir de la ecuación (14-18):

$$V_o = (0 - 2.04 \text{ mA})(5 \text{ k}\Omega) = -10.20 \text{ V}$$

Los valores de I_{sal}, $\overline{I_{sal}}$ y V_O se calculan a partir de (b), (c) y (d) y se resumen en la figura 14-7(b).



(a) DAC-08 cableado para voltaje de salida bipolar

	Entradas digitales								Salidas analógicas		
	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0	I_{sal} (mA)	$\overline{I_{sal}}$ (mA)	V_o (V)
Escala completa neg	0	0	0	0	0	0	0	0	0	2.040	−10.20
Cero negativo	0	1	1	1	1	1	1	1	1.016	1.024	−0.040
Cero positivo	1	0	0	0	0	0	0	0	1.024	1.016	0.040
Escala completa pos	1	1	1	1	1	1	1	1	2.040	0	10.20

(b) Soluciones tabuladas del ejemplo 14-9

FIGURA 14-7 El amplificador operacional convierte las corrientes complementarias de salida del DAC-08 en un voltaje de salida bipolar. El amplificador operacional está cableado como un convertidor diferencial corriente a voltaje.

Nótese que el voltaje de salida negativa a escala completa de – 10.20 V se produce para una entrada digital que tenga solamente ceros. Si la entrada es de solamente unos se origina una salida positiva a escala completa de más 10.20V. Nótese asimismo que V_o nunca llega exactamente a cero volts. Cuando I_{sal} es menor que $\overline{I_{sal}}$, en 8 μA (01111111), V_o será igual a – 40 mV. Dado que esto es lo más cerca que V_o llega a estar de 0 V desde la escala completa negativa, V_o = – 40 mV recibe el nombre de cero negativo.

Muchos convertidores digital a analógico operan bajo el control de un microprocesador o de una computadora. Por eso, a continuación describimos un convertidor digital a analógico compatible con un microprocesador.

14-7 COMPATIBILIDAD CON LOS MICROPROCESADORES

14-7.1 Principios de interconexión

El programador ve el registro de convertidor digital a analógico o los registros de cualquier otro CI periférico como una dirección en el espacio total de memoria. Este tipo de convertidores tienen registros solamente de "escritura". Ello significa que un convertidor está provisto de un registro al cual el microprocesador puede enviar dígitos binarios a través del canal (bus) de datos. Los registros de un convertidor analógico a digital son de "sólo lectura". Estos dispositivos poseen uno o varios registros cuyo contenido se pueden "leer" por el microprocesador a través del canal de datos. Tanto los convertidores digital a analógico como los analógico a digital tienen lógica que permite su selección a través del canal de direcciones.

14-7.2 Registros (buffer) de memoria

Los registros de "sólo lectura" o "sólo escritura" tienen dos estados de operación: *transparente* o como *registro retenedor de tres estados* ("latch"). Un registro desocupado siempre recuerda la última palabra digital escrita en él y puede desconectarse del canal de datos. Más exactamente, la interfaz entre el canal y el registro se puede encontrar en el estado de alta impedancia o en circuito abierto.

Cuando un registro es *transparente*, está conectado al canal de datos. Por ejemplo, un registro de 8 bits de un convertidor digital a analógico permitirá que sus 8 bits de datos D_7 a D_0 "lean" los números 1 y ceros lógicos presentes en cada alambre correspondiente del canal de datos, colocados allí por el microprocesador (figura 14-8).

¿Cómo le indica el microprocesador a un convertidor analógico a digital o a uno digital a analógico, entre el resto de los periféricos o direcciones de memoria, que ha sido escogido? Esta pregunta se contesta en el siguiente apartado.

14-7.3 El proceso de selección

Todo los registros del convertidor digital a analógico o analógico a digital poseen una dirección como cualquier localidad de memoria del microprocesador. Cuando se desea escribir algo en un convertidor digital a analógico particular, el microprocesador pone la dirección de aquél en el canal (bus) de direcciones (figura 14-8). Una de las salidas de un decodificador local se vuelve baja y activa la terminal de selección de chip, CS del convertidor digital a analógico escogido. Los registros retenedores de entrada digital de este convertidor todavía no se hacen transparentes. El convertidor está seleccionado sólo parcialmente

Para hacer la selección completa del convertidor digital a analógico, el microprocesador pone la línea correspondiente a la terminal de *habilitación del chip* CE en su valor bajo. Esta línea está controlada por la línea de lectura/escritura del microprocesador, que se puede designar como MRW, MEMW O R/W. Cuando

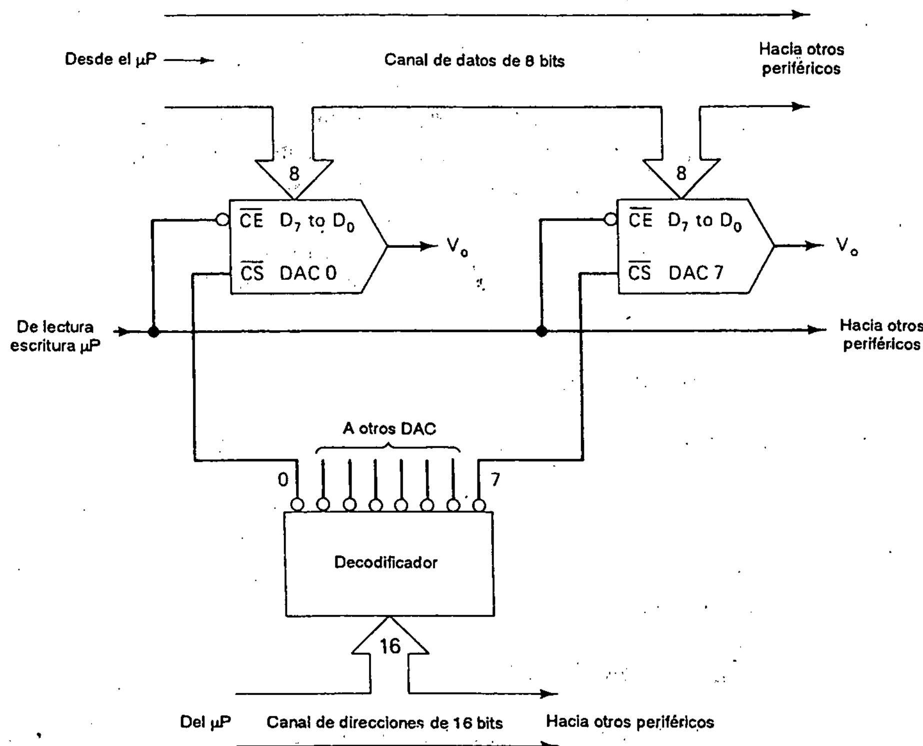


FIGURA 14-8 Para seleccionar un convertidor digital a analógico, el microprocesador pone su dirección en el canal de direcciones. Una salida del decodificador se vuelve baja en respuesta a su correspondiente código de direcciones y habilita la terminal $\overline{CS}$, del convertidor digital a analógico escogido.

tanto la terminal $\overline{CS}$ como $\overline{CE}$ están bajas, sólo un convertidor digital a analógico puede comunicarse con el microprocesador. Su registro interno se torna transparente y acepta datos provenientes del canal de datos. De inmediato el convertidor transforma estos datos digitales en un voltaje de salida analógico V_O. Con esto se concluye la operación de "sólo escritura". Cuando CS o CE pasan al estado alto, el registro del convertidor digital a analógico entra al estado de alta impedancia y recuerda los últimos datos que se le introdujeron. Así, V_O se mantiene constante en el voltaje analógico equivalente.

El proceso que selecciona un convertidor analógico a digital es semejante. Es decir, tanto las líneas CS como CE del convertidor se llevan a un nivel bajo de voltaje, entonces el registro de salida se encuentra en el modo transparente y su contenido puede ser "leído" por el microprocesador a través del canal de datos.

14-8 CONVERTIDOR DIGITAL A ANALOGICO COMPATIBLE CON LOS MICROPROCESADORES: AD 558

14-8.1 Introducción

En la figura 14-9, se muestra un ejemplo de un convertidor de este tipo. El AD 558 puede operar en forma continua o ser controlado por un microprocesador. Incluye un voltaje de referencia de alta precisión, entradas digitales biestables y terminales de selección. Contiene además un amplificador operacional para generar un voltaje de salida analógico programable vía las terminales para que la salida fluctúe entre 0 y 2.56 V o bien entre 0 a 10.0 V. La operación del AD558 se estudia analizando las tareas que realizan sus terminales.

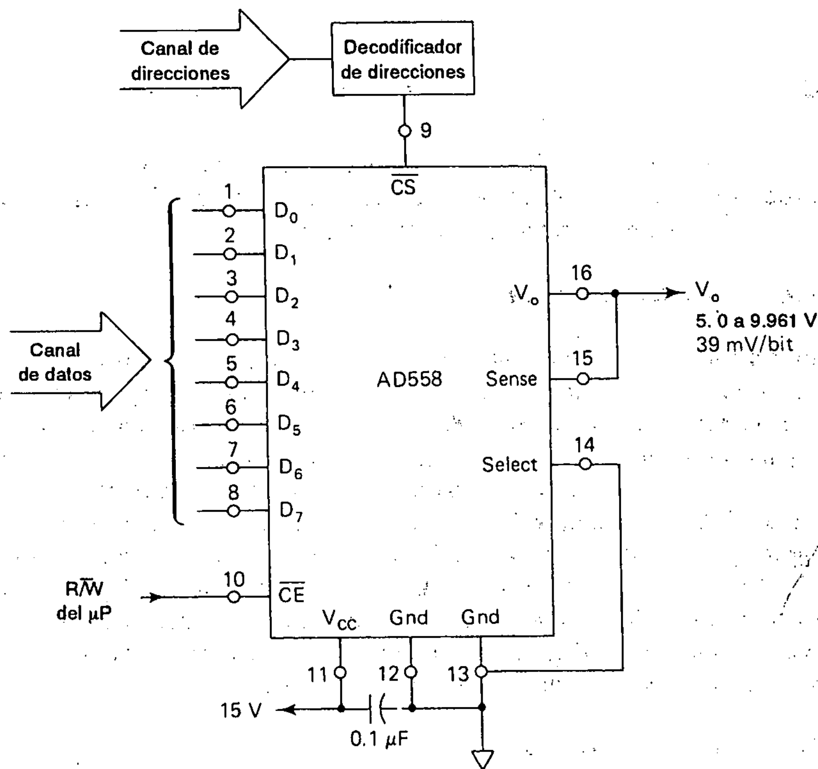
14.8.2 Fuente de alimentación

La terminal 11 es la terminal de fuente de poder V_{CC} en la figura 14-9(a). Requiere un mínimo de + 4.5 V y tiene una máxima de +16.5 V. Las clavijas 12 y 13 son tierra, digital y analógica, respectivamente. Esto permite al usuario mantener *separadas* dichas tierras en todo el sistema, uniéndolas *sólo* en un punto. Casi siempre las clavijas 12 y 13 se conectan juntas y debe conectarse un capacitor de desviación ("bypass") de 0.1 μF entre V_{CC} y la terminal 12 o 13.

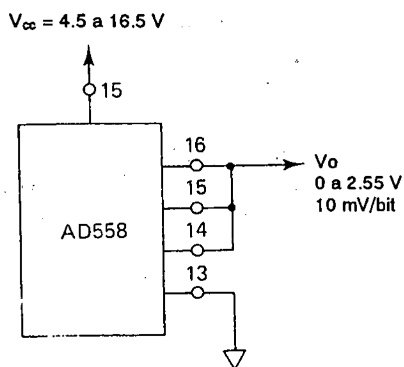
14-8.3 Entradas digitales

Las terminales del 1 al 8 son las entradas digitales D_0 a D_7, donde D_0 es el bit menos significtivo (LSB) y D_7 el más significativo (MSB). Son compatibles con el estándar TTL o CMOS de *bajo voltaje*. El 1 lógico debe ser mínimo de 2.0 V para un bit "1". El cero lógico debe ser de máximo 0.8 V para un bit "0".

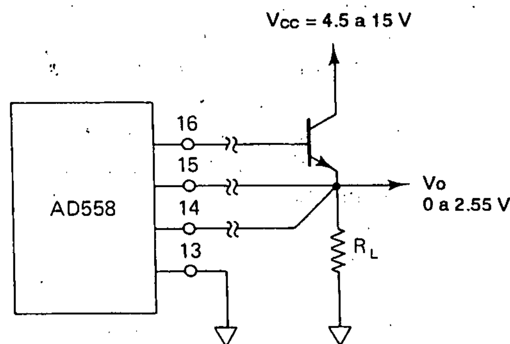
Las terminales de entrada digital conectan el canal de datos con el *registro interno retenedor de la memoria*, cuando se selecciona el AD558. A esta condición



(a) Terminales del AD558. Las terminales están programadas para $V_o = 0$ a 9.961 V



(b) $V_o = 0$ a 2.55 V



(c) Las terminales 14 y 15 se conectan a R_L para eliminar la caída V_{BE} en el transistor de ganancia de corriente

FIGURA 14-9 El AD588 es un convertidor D/A de 8 bits compatible con microprocesadores, cuyas terminales de salida se muestran en (a); estas pueden programarse para tener una salida de 0 a 2.55 V como se advierte en (b). La terminal 15 y la terminal 14 de selección de ganancia pueden conectarse a una carga para incrementar la corriente, como se indica en (c).

se le llama *transparente*. Cuando no se selecciona el registro, está esencialmente desconectado del canal de datos y recuerda la última palabra escrita en él. Esta condición se denomina "retención" ("latching").

14-8.4 Circuitería lógica

El microprocesador ejecuta una orden de *escritura* en el canal de direcciones a través de un decodificador de direcciones y envía un mensaje a las terminales 9 y 10 de control lógico del AD558. Se le da el nombre de selección del circuito (CS) y habilitación del circuito (CE), respectivamente.

Si hay un "1" en CS o CE, las entradas digitales se encuentran en el modo de "retención". Están entonces desconectadas del canal de datos. Las entradas biestables recuerdan la última palabra escrita por el microprocesador en el canal de datos. Si CS y CE son "0", las entradas del AD558 son "transparentes" y el canal de datos se conecta al registro de retención de entrada. El microprocesador puede escribir datos en el convertidor digital a analógico. La conversión digital a analógico tiene lugar de inmediato y termina aproximadamente en 200 ns.

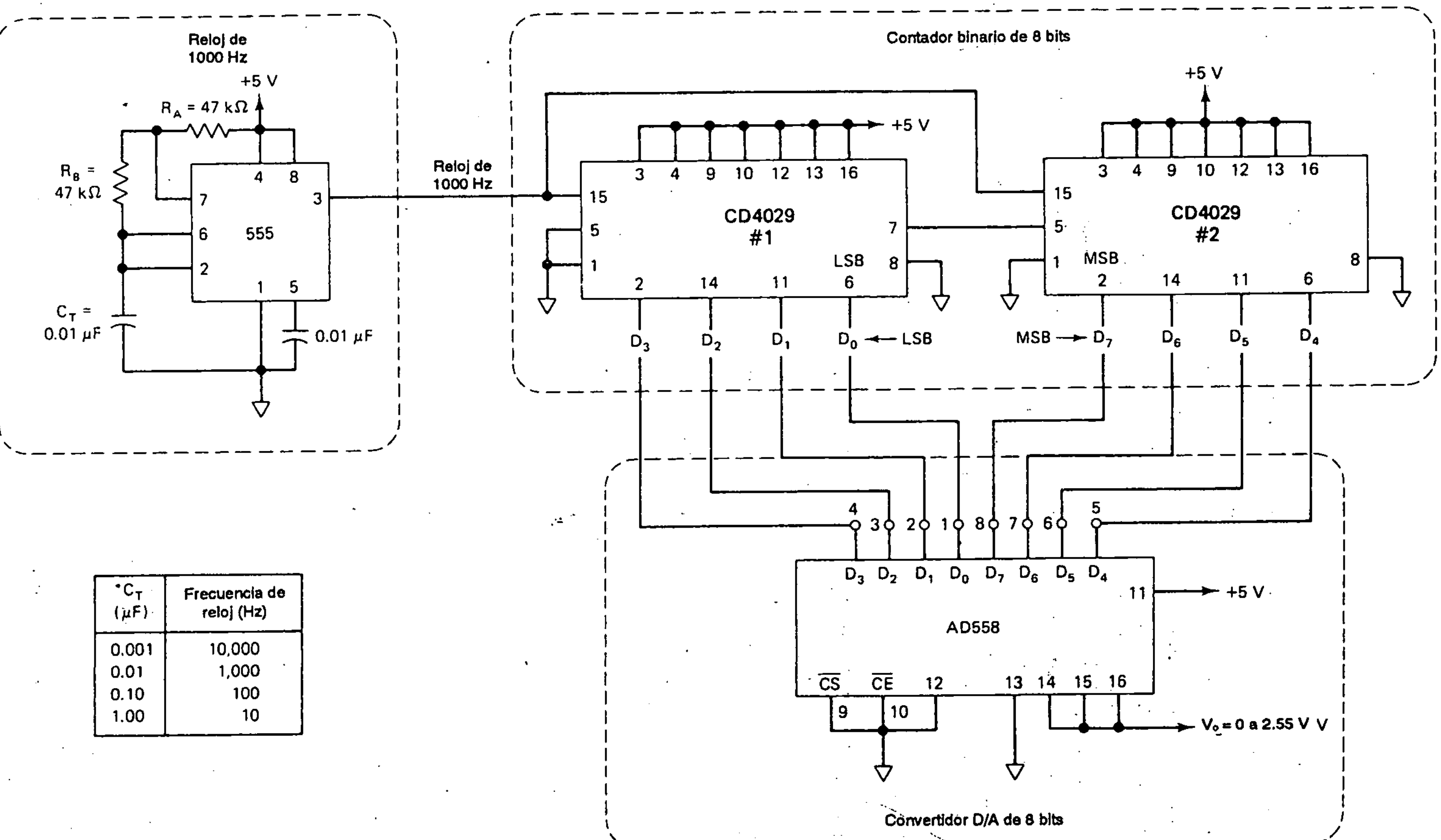
14-8.5 Salida analógica

Como se muestra en la figura 14-9, el voltaje de salida analógica (V_O) aparece entre las terminales 16 y 13 (tierra analógica). La terminal 14 "selecciona" la ganancia de V_O. Está conectada a las terminales 15 y 16 para establecer el intervalo del voltaje de salida de 0 a 2.56 V, como se indica en la figura 14-9(b). El intervalo real de salida analógica es 0 a 2.55 V; o sea, 10 mV/bit para una entrada digital de 00000000 a 11111111. En la figura 14-9(a) se muestra la conexión para un intervalo de salida de 0 a 10 V. El intervalo real es 0 a 9.961 V, o sea 38.9 mV/bit (el voltaje de la fuente de poder debe *exceder* el V_O máximo por 2 V como mínimo). La terminal sensora 15 permite la detección de voltaje de carga remota para eliminar los efectos de las caídas *IR* en conexiones largas con la carga. También puede emplearse para incrementar la corriente como en la figura 14-9(c).

14-8.6 Circuito de prueba dinámica

Un AD558 puede probarse dinámicamente *sin* un microprocesador utilizando un circuito contador que se muestra en la figura 14-10. Las terminales 9 y 10 del AD558 están conectadas a tierra. Esto conecta el registro de entrada (en modo transparente) con un contador síncrono de 8 bits que simula al canal de datos.

El circuito de prueba consta de tres circuitos integrados. Un temporizador 555, está conectado a un reloj de 1 kHz, que activa a un contador binario síncrono de 8 bits hecho de dos CD4029. Las salidas del contador están conectadas a las entradas digitales del convertidor digital a analógico. Se conecta un osciloscopio (acoplado en cd) para mostrar V_O que es disparado externamente por el flanco negativo del



*C_T (μF)	Frecuencia de reloj (Hz)
0.001	10,000
0.01	1,000
0.10	100
1.00	10

FIGURA 14-10 El reloj 555 impulsa el contador binario de 8 bits hecho con dos circuitos integrados CD4049. Las salidas cuentan en binario de 00000000 a 11111111 y luego se repiten. La cuenta digital se convierte con un CDA en una señal analógica que recuerda una escalera.

www.elsolucionario.net

MSB (terminal 8 del AD558 o terminal 2 del CD4029 derecho de la figura 14-10). La forma de onda del voltaje analógico que aparece en V_o parece una escalera.

Cada pulso de reloj incrementa el contador en 1 y aumenta V_0 en 10 mV. Así, los incrementos serán iguales a 10 mV y la escalera tendrá 256 escalones de 0 a 2.55 V. El paso de cada escalón será de cerca de 1 ms. Por tanto, cada 256 ms se genera una forma de onda de escalera. Se advertirán de inmediato cualquier desperfecto, no linealidad u otra anormalidad. El capacitor C_T puede cambiarse para obtener frecuencias más rápidas o más lentas de reloj, según se indica en la figura 14-10. Es posible reducir al mínimo las fallas en V_o, aunque *no* pueden eliminarse del todo. Sin embargo, a este voltaje puede conectarse un *amplificador seguidor* y *retenedor*; este circuito espera hasta que se controla la falla, muestrea V_o y retiene este valor correcto. En la sección 14-15.2 se describe el principio de muestreo y retención.

14-9 CONVERTIDORES INTEGRADORES ANALOGICO A DIGITAL

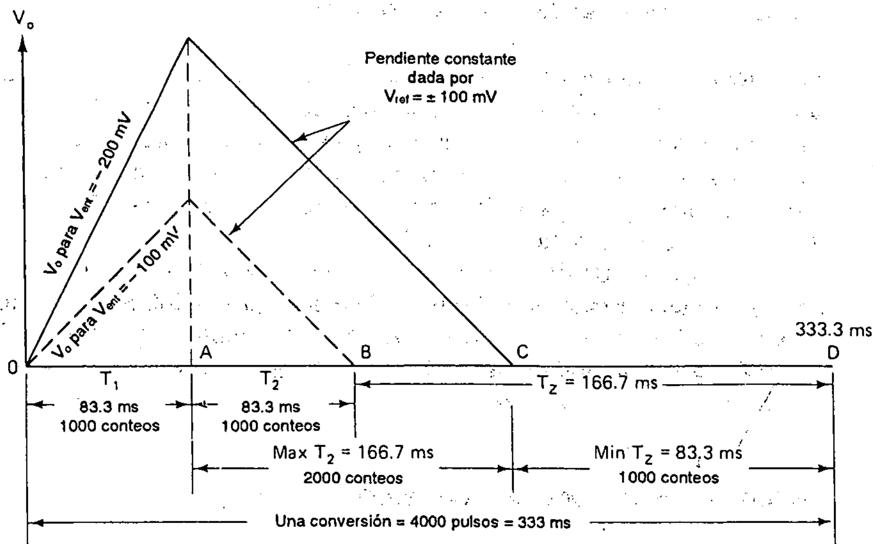
14-9.1 Tipos de convertidores analógico a digital

Las características generales de los convertidores analógico a digital se expusieron en la sección 14-2. Hay tres tipos estándar, clasificados según sus tiempos de conversión. El convertidor de *integración lenta* normalmente requiere 300 ms para efectuar una conversión. Es la mejor opción para medir voltajes de cd de variación lenta. El siguiente tipo los convertidores analógico a digital por *aproximación sucesiva* tienen tiempos de conversión de unos cuantos microsegundos y puede digitalizar señales de audio. Los más rápidos de todos son los convertidores más costosos tipo *flash* que pueden digitalizar señales de video.

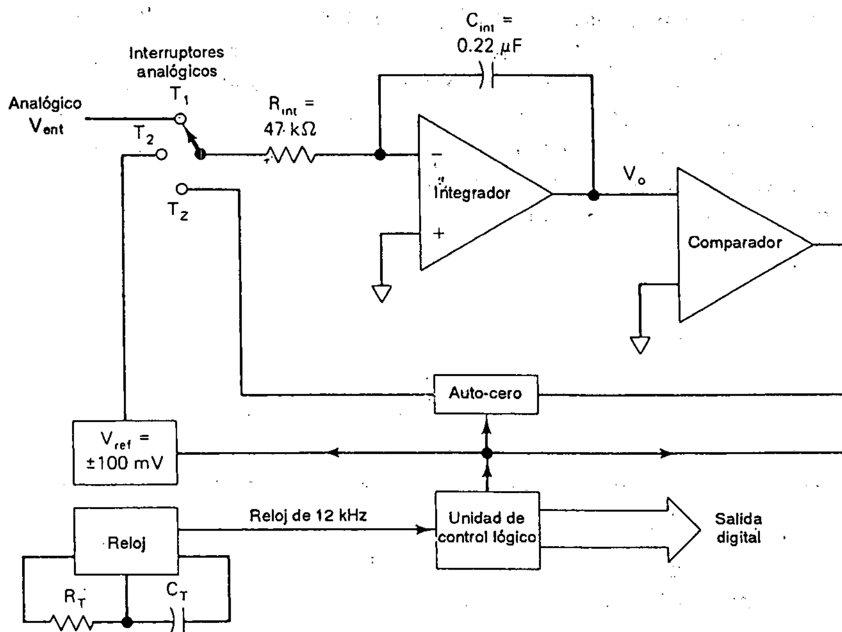
14-9.2 Principios de operación

El diagrama de bloques de un convertidor integrador de doble rampa, como los de Intersil 7106/7107, se muestra en la figura 14-11. El contador divisor entre 4 controla la lógica a una velocidad de 12 kHz. Esta frecuencia la establece el usuario mediante una resistencia y un capacitor externo, R_T y C_T. Debe ser un múltiplo de la frecuencia de la línea local (50 o 60 Hz) para que el convertidor analógico digital sea inmune al ruido de línea.

La unidad de control lógico activa una compleja red de circuitos lógicos e interruptores analógicos para convertir el voltaje analógico de entrada a salida digital. Esta conversión se realiza en tres fases y requiere cerca de un tercio de segundo. A las fases de operación se les da el nombre de *fase integradora de señal* T_1, *fase integradora de referencia* T_2 *y fase de puesta a cero* T_z. Estas fases se explican a continuación.



(a) Temporizado para las fases T_1, T_2 y T_z



(b) Diagrama de bloques simplificado

FIGURA 14-11 (a) Diagrama de tiempos de un ADC integrador típico de doble rampa; (b) diagrama simplificado de bloque de este tipo de convertidor. En (a), una conversión A/D tiene lugar en tres fases: fase integradora de señal T_1, fase de referencia T_2 y puesta a cero T_z.

14-9.3 Fase integradora de señal T_1

La unidad de control lógico de la figura 14-11(b) conecta V_{ent} a un integrador para iniciar la fase T_1. La salida V_o del integrador o generador de rampa aumenta o disminuye según la polaridad de V_{ent} y la velocidad establecida por V_{ent}, R_{ent} y C_{ent}. Si V_{ent} es negativo, V_o aumenta como se aprecia en la figura 14-11(a). La unidad lógica fija T_1 para 1000 pulsos de reloj. T_1 dura 83.33 ms porque el reloj de 12 kHz tiene un periodo de 83.3 µs.

Si $V_{ent} = -100$ mV, V_o aumentará de 0 V a 833 mV. El valor máximo permitido de V_{ent} a plena escala es ± 200 mV. Cuando $V_{ent} = -200$ mV, V_o aumentará a un máximo de 1666 mV. Por supuesto, V_o es directamente proporcional a V_{ent}. Al final de 1000 pulsos la unidad lógica desconecta V_{ent} y conecta V_{ref} al integrador. Esta acción termina T_1 y comieza T_2.

14-9.4 Fase integradora de referencia T_2

Durante la fase T_1 la unidad lógica determina la polaridad de V_{ent} y carga al capacitor de referencia, C_{ref} (que no se muestra) a un voltaje de referencia $V_{ref} =$ 100 mV. Al iniciarse la fase T_2, la unidad lógica conecta C_{ref} al integrador, de manera que V_{ref} tiene la polaridad opuesta a V_{ent}. En consecuencia, V_{ref} llevará el integrador otra vez a cero. Dado que V_{ref} es constante, la salida del integrador V_o disminuirá a velocidad *constante*, como se indica en la figura 14-11(a).

Cuando V_o llega a cero, un comparador le indica a la unidad lógica que termine la fase T_2 e inicie la fase de puesta a cero. Así, T_2 es proporcional a V_o y, por lo mismo, a V_{ent}. La relación exacta es

$$T_2 = T_1 \frac{V_{ent}}{V_{ref}} \qquad \textbf{(14-19a)}$$

Puesto que $T_1 = 83.33$ ms y $V_{ref} = 100$ mV,

$$T_2 = \left(0.833 \frac{\text{ms}}{\text{mV}}\right) V_{ent} \qquad \textbf{(14-19b)}$$

Ejemplo 14-2

Para el convertidor analógico a digital de la figura 14-11, calcula T_2 si (a) $V_{ent} =$ ± 100 mV; (b) $V_{ent} = \pm 200$ mV.

Solución (a) Con base en la ecuación (14-19b),

$$T_2 = \left(0.833 \frac{\text{ms}}{\text{mV}}\right)(100 \text{ mV}) = 83.33 \text{ ms}$$

(b)

$$T_2 = \left(0.833\ \frac{\text{ms}}{\text{mV}}\right)(200\ \text{mV}) = 166.6\ \text{ms}.$$

14-9.5 *La conversión*

La conversión propiamente dicha del voltaje analógico V_{ent} en el conteo digital se produce durante T_2 como sigue. La unidad de control conecta el reloj a un contador interno binario codificado en decimal, al iniciarse la fase T_2. El reloj se desconecta del contador al terminar T_2 y el valor alcanzado se convierte en la salida digital. Salida que establecen T_2 y la frecuencia de reloj:

$$\text{salida digital} = \left(\frac{\text{pulsos}}{\text{seg}}\right)T_2 \tag{14-20a}$$

pero T_2 se establece mediante V_{ent} a partir de la ecuación (14-19a) y, por consiguiente,

$$\text{salida digital} = \left(\frac{\text{pulsos}}{\text{seg}}\right)(T_1)\left(\frac{V_{ent}}{V_{ref}}\right) \tag{14-20b}$$

Puesto que la frecuencia de reloj es 12 kHz en el caso del convertidor digital 7106/7107, T_1 = 83.33 ms y V_{ref}= 100 mV, la ecuación de salida-entrada es

$$\text{salida digital} = \left(12{,}000\ \frac{\text{pulsos}}{\text{seg}}\right)\left(\frac{83.33\ \text{ms}}{100\ \text{mV}}\right)V_{ent}$$

o bien

$$\text{salida digital} = \left(10\ \frac{\text{pulsos}}{\text{mV}}\right)V_{ent} \tag{14-20c}$$

La salida del contador está conectada a un exhibidor apropiado de 3 digitos.

Ejemplo 14-13

V_{ent} es igual a + 100 mV en el convertidor analógico a digital de la figura 14-11. Encuentre la salida digital.

Solución Con base en la ecuación (14-20c),

$$\text{salida digital} = \left(10\frac{\text{pulsos}}{\text{mV}}\right)(100\ \text{mV}) = 1000\ \text{pulsos}$$

El ejemplo 14-13 muestra la necesidad de un poco de ingeniería humana. El exhibidor señala 1000, pero *significa* que V_{ent} es igual a 100 mV. *Debe* colocarse un punto decimal para mostrar 100.0 y añadir el signo "mV" a continuación.

14-9.6 Auto-cero

El diagrama de bloques de la figura 14-11(b) contiene una sección rotulada "puesta a cero". Durante la tercera y última fase de la conversión, T_3, la unidad lógica activa varios interruptores analógicos y conecta un capacitor de puesta a cero C_{AZ} (que no aparece en la figura).

El capacitor de autocero se conecta a través del capacitor integrador C_{ent} y de cualquier desviación de voltaje de entrada de los amplificadores operacionales integradores y comparadores. C_{AZ} se carga a un voltaje aproximadamente igual al voltaje de error promedio debido a C_{ent} y a la desviación de voltajes. Durante las siguientes fases T_1 y T_2, el voltaje de error almacenado en C_{AZ} se conecta para cancelar cualquier voltaje de error en C_{ref}. Por tanto, el convertidor analógico a digital automáticamente se pone a cero.

14-9.7 Resumen

Consulte el diagrama de tiempos de la figura 14-11(a). La unidad lógica toma 4000 pulsos para una conversión. A 83.33 μs por cuenta, la conversión tarda 333 ms. La unidad de control asigna invariablemente 1000 pulsos, o sea, 83.3 ms a la fase T_1.

El número de pulsos necesarios para T_2 depende de V_{ent}. Se cuenta hasta cero para $V_{ent} = 0$ V y hasta un máximo de 2000, o sea, 166.7 ms cuando V_{ent} se encuentra en su límite máximo de ± 200 mV.

T_2 y T_3 siempre comparten un total de 3000 pulsos con un total de 250 ms. Para $V_{ent} = 0$ V, $T_2 = 0$ pulsos y $T_3 = 3000$ pulsos. Para $V_{ent} = \pm 200$ mV, $T_2 = 2000$ pulsos y $T_z = 1000$ pulsos.

Intersil vende un equipo completo de voltímetro digital de $3\frac{1}{2}$ dígitos . El equipo contiene un convertidor integrador (7106 o 7107) de doble rampa de 40 terminales, con las partes necesarias, la tarjeta de circuito impreso y las instrucciones. Estas, facilitan la construcción de los convertidores integrador analógico a digital, su utilización y constituyen una excelente guía de autoaprendizaje sobre tales dispositivos.

14-10 CONVERTIDOR ANALOGICO A DIGITAL POR APROXIMACION SUCESIVA

La figura 14-12 muestra el diagrama de bloques de un registro (ADC) por aproximaciones sucesivas. Consta de un convertidor digital analógico, un comparador y un *registro de aproximación sucesiva (SAR)*. Se necesita una terminal

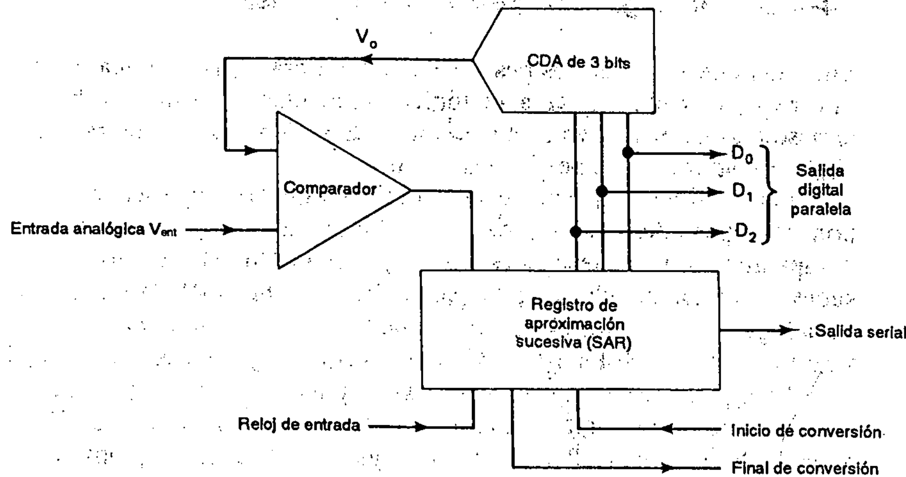


FIGURA 14-12 Diagramas de bloques de un convertidor analógico a digital por aproximaciones sucesivas de 3 bits.

para el voltaje de entrada analógica V_{ent}. La salida digital está disponible; en forma serie o paralela. Se requiere un mínimo de tres terminales de control: *inicia la conversión*, da inicio la secuencia de conversión A/D, *fin de conversión* indica cuándo se *termina la conversión* y una terminal externa de reloj establecen el tiempo para completar cada conversión.

14-10.1 Operación del circuito

Consulte la figura 14-12. La orden de *inicia conversión* inicia el ciclo de conversión analógico a digital. El registro de aproximación sucesiva (SAR) conecta la secuencia de números digitales, un número por cada bit, a las entradas del convertidor digital a analógico. Este proceso se explica en la sección 14-3.

El convertidor digital a analógico transforma cada número digital en una salida analógica V_O. El voltaje analógico de entrada se compara con V_O. El comparador le dice a SAR cuando V_{ent} es mayor o menor que la salida del convertidor digital o analógico, V_O. Para cada bit de la salida de 3 bits, deben efectuarse tres comparaciones.

Las comparaciones se hacen comenzando con el bit más significativo y terminan con el bit menos significativo, como se explicará luego. Al terminar la comparación el registro de aproximación sucesiva (SAR) envía la señal que finalizó la conversión. El equivalente digital de V_{ent} está ahora presente en la salida digital del registro.

14-10.2 Analogía por aproximación sucesiva

Suponga que se tienen los pesos de 1, 2 y 4 libras (SAR) y una balanza (comparador y convertidor digital a analógico). Considere el peso de 1 lb como 1 LSB y el peso más significativo de 4 lb como 4 LSB. Consulte las figuras 14-12 y 14-13. V_{ent} corresponde a un peso desconocido.

Convertimos $V_{ent} = 6.5$ V en una salida digital (peso desconocido = 6.5 lb). Se pondrá el peso desconocido en un platillo de balanza y el de 4 lb en el otro para comparar si el peso desconocido (V_{ent}) excede 4lb. El registro de aproximación sucesiva utiliza un pulso de reloj para aplicar 100 bits (MSB) al convertidor digital a analógico en la figura 14-13. Su salida, $V_o = 4$ V, se compara con V_{ent}. El bit más significativo se hace 1 si $V_{ent} > V_o$. Esto es como dejar el peso de 4 lb en la balanza.

El registro de aproximación sucesiva aplica después 110 (se agrega un peso de 2 lb) al convertidor digital a analógico; D_1 se pone a 1 puesto que $V_{ent} = 6.5$ V es mayor que $V_o = 6$ V. Por último, el registro aplica 111 al convertidor digital a analógico (se agrega 1 lb). Dado que $V_{ent} = 6.5$ V es menor que 7 V, se pone D_o a cero (se elimina el peso de 1 lb).

14-10.3 Tiempo de conversión

La figura 14-13 muestra que se necesita un pulso de reloj para que el registro de aproximación sucesiva (SAR) compare cada bit. No obstante, casi siempre se requiere un pulso adicional para restablecer el registro antes de llevar a cabo la conversión. El tiempo que tarda una conversión analógica a digital dependerá tanto del periodo del reloj T como del número de bits n. La relación es

$$T_C = T(n + 1) \tag{14-21}$$

Ejemplo 14-14
Un reloj de 1 MHz impulsa un convertidor analógico digital de aproximación sucesiva de 8 bits. Encuentre su tiempo de conversión.

Solución El tiempo de un pulso de reloj es 1 µs. Según la ecuación (14-21),

$$T_C = 1\ \mu s(8 + 1) = 9\ \mu s$$

14-11 CONVERTIDORES ANALOGICO A DIGITAL PARA MICROPROCESADORES

El microprocesador "ve" a un convertidor periférico digital a analógico como una dirección de "sólo lectura" en el mapa de la memoria del microprocesador.

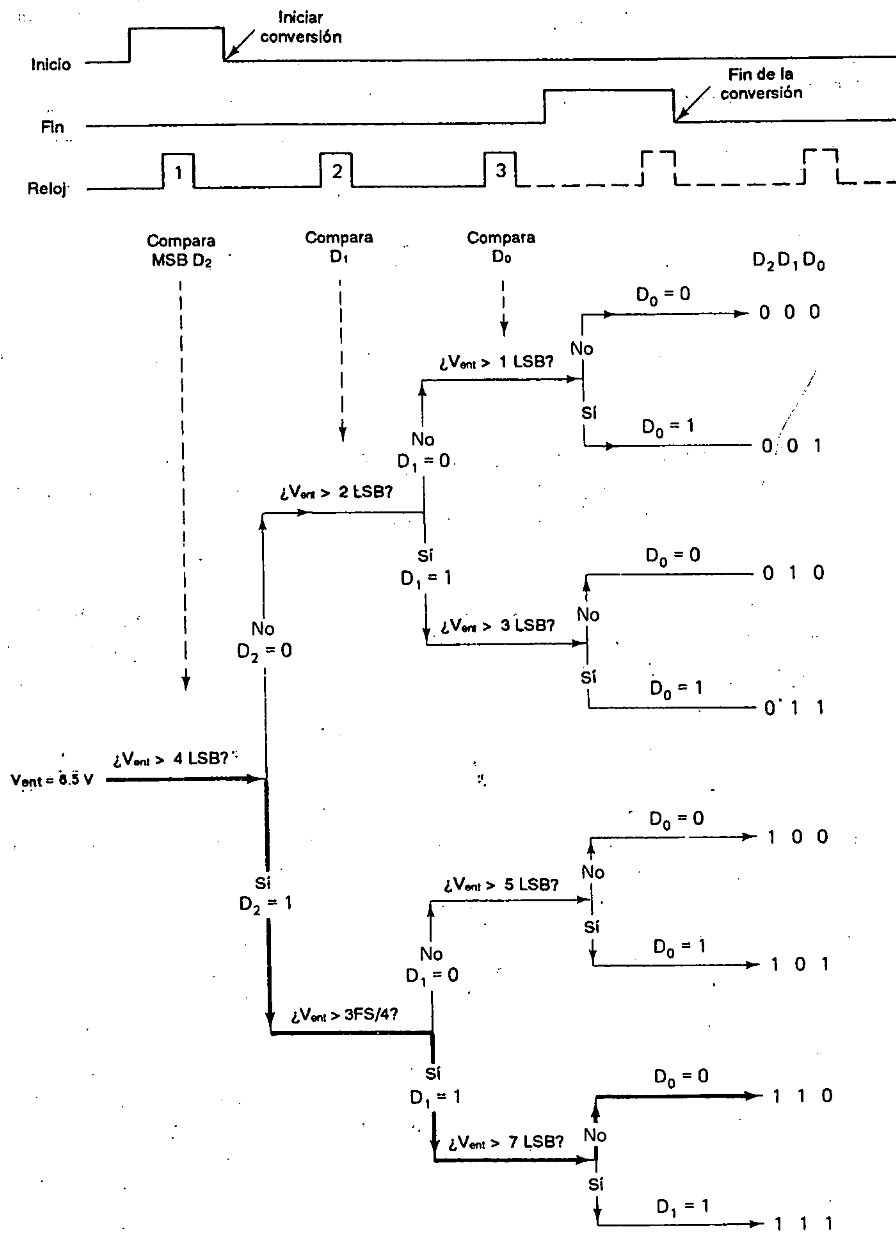


FIGURA 14-13 "Inicio", comienza la operación de este registro de aproximación sucesiva de 3 bits. Comenzando con el MSB, el peso de cada bit se compara con V_{ent} con el comparador de la figura 14-12. Si V_{ent} es mayor, la salida del SAR se pone en 1 o en 0 si V_{ent} es menor. Las líneas oscuras muestran la conversión para V_{ent} = 6.5 V.

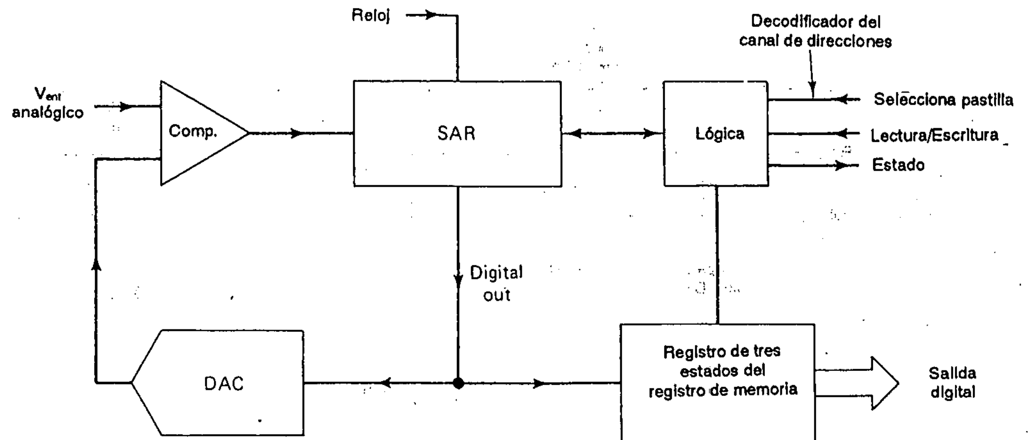


FIGURA 14-14 Para ser compatible con los microprocesadores, el convertidor analógico a digital de la figura 14-12 requiere selección lógica y un registro de memoria para retención.

Consulte la figura 14-14. El convertidor analógico a digital debe tener un *registro memoria* de tres estados (MBR). En el estado ocioso, el registro contendrá el código digital resultante de la *última* conversión. Además el registro se desconectará del canal de datos.

El microprocesador se sirve del canal de direcciones y de los decodificadores para seleccionar el convertidor analógico a digital entre todos los otros y llevar a bajo la *selección de chip*. Este proceso es similar al que se da en la figura 14-8. Si la terminal de *selección de la chip* de la figura 14-14 está en bajo, le indica al convertidor analógico a digital que va a llegar una orden a su terminal de lectura/escritura. Si el microprocesador lleva a bajo esta terminal, el convertidor analógico a digital convierte V_{ent} en código digital y lo carga o escribe en su registro de memoria (MBR). Cuando la señal de lectura/escritura está alta y la terminal de selección está baja, el registro del convertidor analógico a digital está conectado (es transparente) al canal de datos.

Es importante examinar esta operación desde el punto de vista del microprocesador. La instrucción *leer* significa que el microprocesador va a recuperar los datos almacenados en el registro de memoria del convertidor analógico a digital. Las salidas digitales de tres estados del convertidor deben ir del estado alta (alta impedancia) a transparente y conectar la palabra digital al canal de datos.

La *instrucción escritura es en realidad la orden de iniciar la conversión.* El microprocesador de este modo le ordena al convertidor: 1) realiza una conversión; 2) almacena (y describe); y 3) no me des resultados hasta que los quiera leer.

Por último, el convertidor analógico a digital compatible con microprocesadores debe indicarle mediante su terminal de *estado* cuando se realiza una conversión

poniendo en alto la terminal de estado. Si se ha terminado una conversión, la terminal de estado baja para indicar al microprocesador que los datos son válidos y están listos para leerse. Seleccionamos el AD670 de Analog Devices para aprender cómo las características anteriores están disponibles en un circuito integrado de 20 terminales.

14-12 CONVERTIDOR ANALOGICO A DIGITAL AD670 COMPATIBLE CON MICROPROCESADORES

El AD670 es un convertidor analógico a digital de aproximación sucesiva compatible con microprocesadores de 8 bits. El encapsulado de 20 terminales de la figura 14-15 contiene todas las características descritas en la sección 14-10 y la figura 14-14. Además contiene reloj integrado, voltaje de referencia y amplificador de instrumentación y sólo necesita una fuente de poder sencilla de 5 V. Para entender como opera el AD670, examinaremos las tareas efectuadas por cada una de sus terminales y los bloques de los circuitos asociados.

14-12.1 Terminales de voltaje de entrada analógica

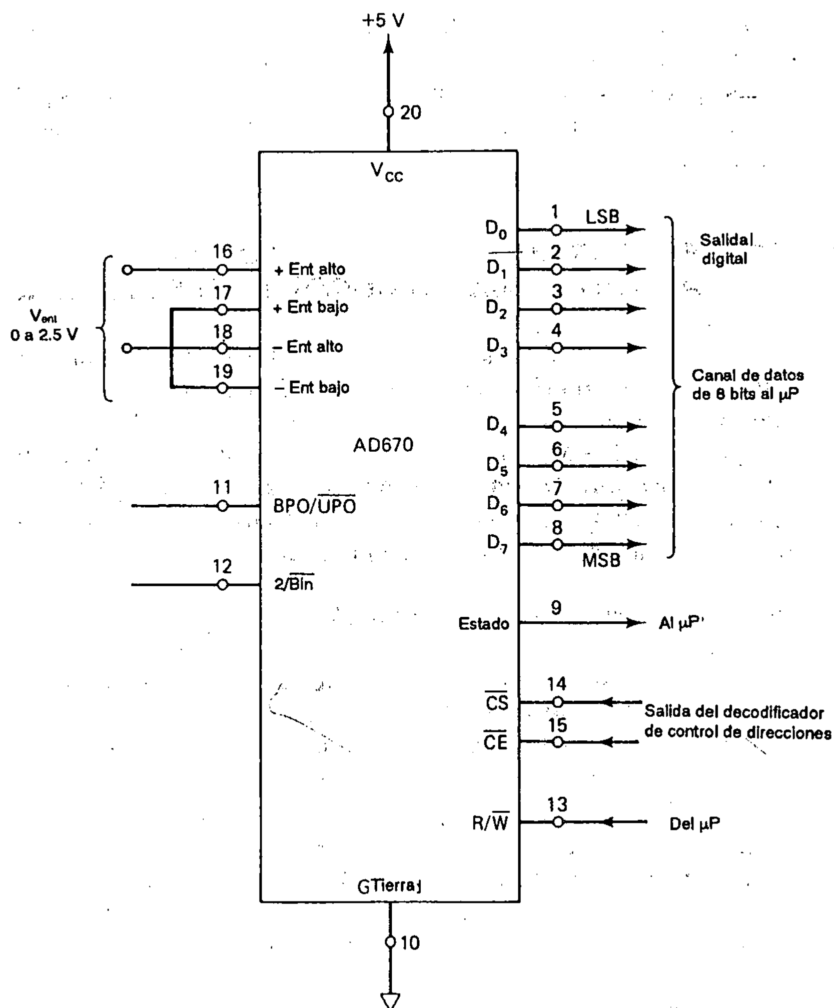
Las cuatro terminales de entrada analógica son las clavijas 16, 17, 18 y 19 de la figura 14-15. Son entradas a un amplificador de instrumentación configurado para manejar voltajes de entrada analógica tanto unipolar como bipolar. Además son programables a través de las terminales para facilitar la selección de resolución por parte del usuario. La figura 14-15(a) muestra la operación de una entrada analógica de 0 a 2.55 V con resolución = 10 mV/LSB. La figura 14-15(b) muestra la operación de 0 a 255 mV o sea de 1 mV/LSB.

14-12.2 Terminales de salida digital

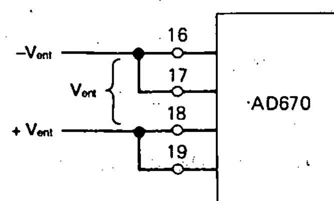
Las terminales del 1 al 8 son salidas digitales de tres estados para los dígitos del canal de datos, D_0 a D_7. Cuando un microprocesador le indica al AD670 realizar una conversión (escritura), el resultado se introduce en su registro de memoria. Los interruptores de salida de tres estados se mantienen en el estado de *alta impedancia* (Z alta) hasta que el microprocesador envía una orden de lectura. Entonces, el registro de memoria de convertidor analógico a digital normalmente se halla desconectado del canal de datos.

14-12.3 Terminal de entrada de opción

La terminal 11 se denomina BPO/$\overline{\text{UPO}}$ y permite al microprocesador indicar al AD670 si debe aceptar un voltaje de entrada analógica bipolar o uno unipolar. Un voltaje en la terminal 11 selecciona la operación unipolar. El usuario fija un intervalo de 0 a 2.55 V, o sea, de 0 a 255 mV, como se observa en la figura 14-15(a)



(a) Entradas cableadas para conseguir una resolución de 10 mV/bit



(b) Entradas cableadas para obtener 1 mV/bit

FIGURA 14-15 (a) Conexiones de las terminales del convertidor analógico a digital AD670. Los voltajes de entrada analógica a escala completa son 0 a 2.55 V o bien 0 a ± 1.28 V y 0 a 255 mV, es decir 0 a ± 128 mV en (b).

y 14-15(b). Un alto enviado a la terminal 11 escoge la operación bipolar. El intervalo V_{ent} será entonces de 1.28 V [figura 14-15(a) o bien ±128 mV [figura 14-15(b)].

14-12.4 Terminal de salida de opcional

En la figura 14-15, la terminal 12 se designa "dos $\overline{\text{BIN}}$". Permite al microprocesador indicarle al AD670 que presente la *salida en formato* en cualquiera de complemento a dos, o en código binario. El formato de salida en código binario será un *binario puro* si V_{ent} es unipolar (terminal 11 = bajo) o *binario desplazado* si V_{ent} es bipolar (terminal 11 = alto). Las cuatro posibles opciones se muestran en la figura 14-16(a).

Las respuestas de salida digital ante la entrada analógica V_{ent} se muestran en la figura 14-16(b) y 14-16(c). V_{ent} es el voltaje diferencial de entrada y se define por

$$V_{in} = (+V_{in}) - (-V_{in}) \quad \textbf{(14-22)}$$

donde $+V_{ent}$ y $-V_{ent}$ se miden con respecto a tierra.

14-12.5 Terminales de control para el microprocesador

Como se advierte en la figura 14-15, las terminales 13, 14 y 15 las utiliza un microprocesador para controlar el AD670. A la terminal 14 se le llama *selección de la chip* (chip select) (CS) y a la terminal 15 se le da el nombre de *habilitación de chip* (chip enable) CE. A la terminal 13 se le llama lectura/escritura (read/write) (R/W).

Si se ponen bajas $\overline{CS}$, $\overline{CE}$ y $R/\overline{W}$, el convertidor analógico a digital funciona sin interrupción. Realiza una conversión cada 10 µs o menos. El resultado de cada conversión se introduce en el registro retenedor de salida. Sin embargo, el código de salida digital *no* está conectado al canal de datos porque las salidas están en alta impedancia. Esta condición se denomina *instrucción de escritura* y *conversión*. En otras palabras, el microprocesador le indica al AD670 que introduzca en su propio registro los datos convertidos. Si CS o R/W o CE son altas, el AD670 no selecciona (alta impedancia) y conserva la última conversión en su registro.

La condición de la terminal de entrada, la terminal 9, permanece alta durante la conversión. Cuando ésta finaliza, la misma clavija pasa a bajo, para avisarle al microprocesador que los datos son válidos en el registro retenedor del AD670. Para extraer datos de ese convertidor, el microprocesador pone en alto R/W, mientras que la terminal de CS y CE permanecen bajas. Este es el comando de *lectura* proveniente del microprocesador.

El registro del AD670 se hace transparente y conecta al canal de datos las ocho salidas digitales (D_7 a D_0). Los datos permanecerán en el canal hasta que se desconecte el AD670 al poner alta CS o CE o bien al poner bajo R/W.

Clavija 11 $\overline{BPO}/UPO$	Intervalo de entrada	Clavija 12 $2/\overline{BIN}$	Formato de salida
0	Unipolar	0	Binario puro
1	Bipolar	0	Binario desplazado
0	Unipolar	1	Complemento a dos
1	Bipolar	1	Complemento a dos

(a)

V_{ent} diferencial	Unipolar/binario clavija 11 = 0, 12 = 0
0	0000 0000
1 mV	0000 0001
128 mV	1000 0000
255 mV	1111 1111

(b)

V_{ent} diferencial	Bipolar/binario desplazado clavija 11 = 1, 12 = 0	Clavija bipolar/complemento a dos = 1, 12 =1
−128 mV	0000 0000	1000 0000
−1 mV	0111 1111	1111 1111
0	1000 0000	0000 0000
1 mV	1000 0001	0000 0001
127 mV	1111 1111	0111 1111

(c)

FIGURA 14-16 Los intervalos de entrada, tanto unipolares como bipolares y los formatos de salida dependen de las terminales 11 y 12 en (a). Se dan los códigos de salida para entradas unipolares en (b) y para entradas bipolares en (c). (a) El intervalo de entrada y el formato de salida son controlados por las terminales 12 y 11, respectivamente; (b) el código de salida digital de las entradas unipolares V_{ent} se conectan como se advierte en la figura 14-15a; (c) los códigos de salida digital de las entradas bipolares V_{ent} se conectan como en la figura 14-15b.

Resumen

1. $\overline{CE}$ y $\overline{CS}$ en bajo selecciona el AD670. Lo que sucede después depende del R/W.
2. Si R/$\overline{W}$ está bajo (por lo menos durante 0.3 μs), se lleva a cabo un reconversión y el resultado se introduce en el registro retenedor. Las salidas son de alta impedancia. Para la conversión se requieren 10 μs.
3. Si R/$\overline{W}$ está alta, la última conversión se guarda en el registro y las salidas son transparentes. No se realizan más conversiones. Ahora el contenido del registro puede ser leído por el microprocesador a través del canal de datos.
4. El estado indica al microprocesador qué está sucediendo en el interior del AD670, Estado = alto significa que está efectuándose una conversión. Estado = bajo indica al microprocesador que los datos son válidos. El

microprocesador puede leer los datos del AD670 al poner en alto la señal R/W.

14-13 COMO PROBAR EL AD670

La figura 14-17 muestra cómo conectar un AD670 para hacer conversiones continuas *sin* microprocesador. Este circuito puede emplearse como ejercicio de laboratorio para adquirir experiencia en la operación de los convertidores analógico a digital. Cada salida de datos, D_0 a D_7, está conectada a un inversor, a una resistencia o a un diodo emisor de luz (LED). Esos componentes simulan un canal de datos. Un LED se enciende para indicar que un 1 lógico está presente en el cable correspondiente del canal de datos.

Las terminales 14 y 15 están conectadas de modo que $\overline{CS}$ y $\overline{CE}$ sean bajos. Esto ocasiona una conversión continua. El temporizador 555 mantiene bajo a R/W por 5 μs, a fin de simular un orden de escritura. Por tanto, R/W se vuelve alto antes que termine la conversión en el tiempo de 10 μs. Al final de ese lapso, la señal R/W en alto simula un comando de lectura y los datos se exhiben en los diodos emisores de luz. Si RT = 1.5 MΩ, el AD670 realiza una conversión y produce una lectura 1000 veces por segundo. Si se reduce R_T a 120 kΩ las lecturas y conversiones se hacen de 10,000 veces por segundo.

14-14 CONVERTIDORES FLASH O PARALELO

14-14.1 Principios de operación

El más rapido de los convertidores A/D es el convertidor flash o paralelo que aparece en la figura 14-18(a). Un voltaje de referencia y una red resistiva establece una resolución de 1 V/LSB. Se aplica un voltaje V_{ent} de entrada analógica a las entradas + de todos los comparadores. Sus salidas activan un codificador de prioridad de 8 a 3 líneas. El codificador lógico genera un código binario que representa la salida analógica.

Por ejemplo, supóngase que V_{ent} = 5.0 V. Las salidas de los comparadores 1 a 5 se volverán altas y las de los comparadores 6 a 8 serán bajas. Como se muestra en la figura 14-18(b), la salida digital será 101.

14-14.2 Tiempo de conversión

El tiempo de conversión del convertidor flash está limitado sólo por el tiempo de respuesta de los comparadores y las compuertas lógicas. Pueden digitalizar señales de video o radar. Al aumentar la resolución se vuelve más costosa la gran rapidez del flash. La figura 14-18 muestra que el convertidor requiere siete

R**	V_{ent}
10 kΩ	0-440 mV
10 kΩ ∥ 820 Ω	0-2.60 V

R_T^*	Conversiones por segundo
1.5 MΩ	1,000
120 kΩ	10,000

FIGURA 14-17 La operación del AD670 puede estudiarse sin tener un microprocesador. Las terminales 14 y 15 se conectan para simular una selección del microprocesador a través del canal de direcciones. El temporizador 555 simula instrucciones de lectura/escritura continuas procedentes de un microprocesador.



comparadores (o sea $2^3 - 1$) para efectuar una conversión de 3 bits. El número de comparadores necesarios para lograr un resolución de n bits es

$$\text{número de comparadores} = 2^n - 1 \qquad \textbf{(14-23)}$$

Por ejemplo, un convertidor flash de 8 bits requiere $2^8 - 1$), esto es, 255 comparadores. El comparador lógico será más complejo ya que requiere un codificador de prioridad de 8 a 256 líneas.

14-15 RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LOS CONVERTIDORES ANALOGICO A DIGITAL

14-15.1 Error de apertura

Durante el tiempo de conversión, T_C, el voltaje de entrada analógica no debe cambiar en más de $\pm\frac{1}{2}$ LSB (total 1LSB), pues de lo contrario la conversión sería incorrecta. Este tipo de inexactitud recibe el nombre *error de apertura*. La velocidad de cambio de V_{ent} respecto al tiempo se denomina velocidad de respuesta. Si V_{ent} es una onda senoidal, su velocidad de respuesta es máxima en los cruces por cero. La velocidad de respuesta de la onda senoidal queda determinada por el voltaje pico y la frecuencia.

Tratándose de un convertidor A/D, la frecuencia máxima para que una onda senoidal V_{ent} sea digitalizada con precisión de $\pm\frac{1}{2}$ LSB es

$$f_{max} \simeq \frac{1}{2\pi (T_C)2^n} \qquad \textbf{(14-24)}$$

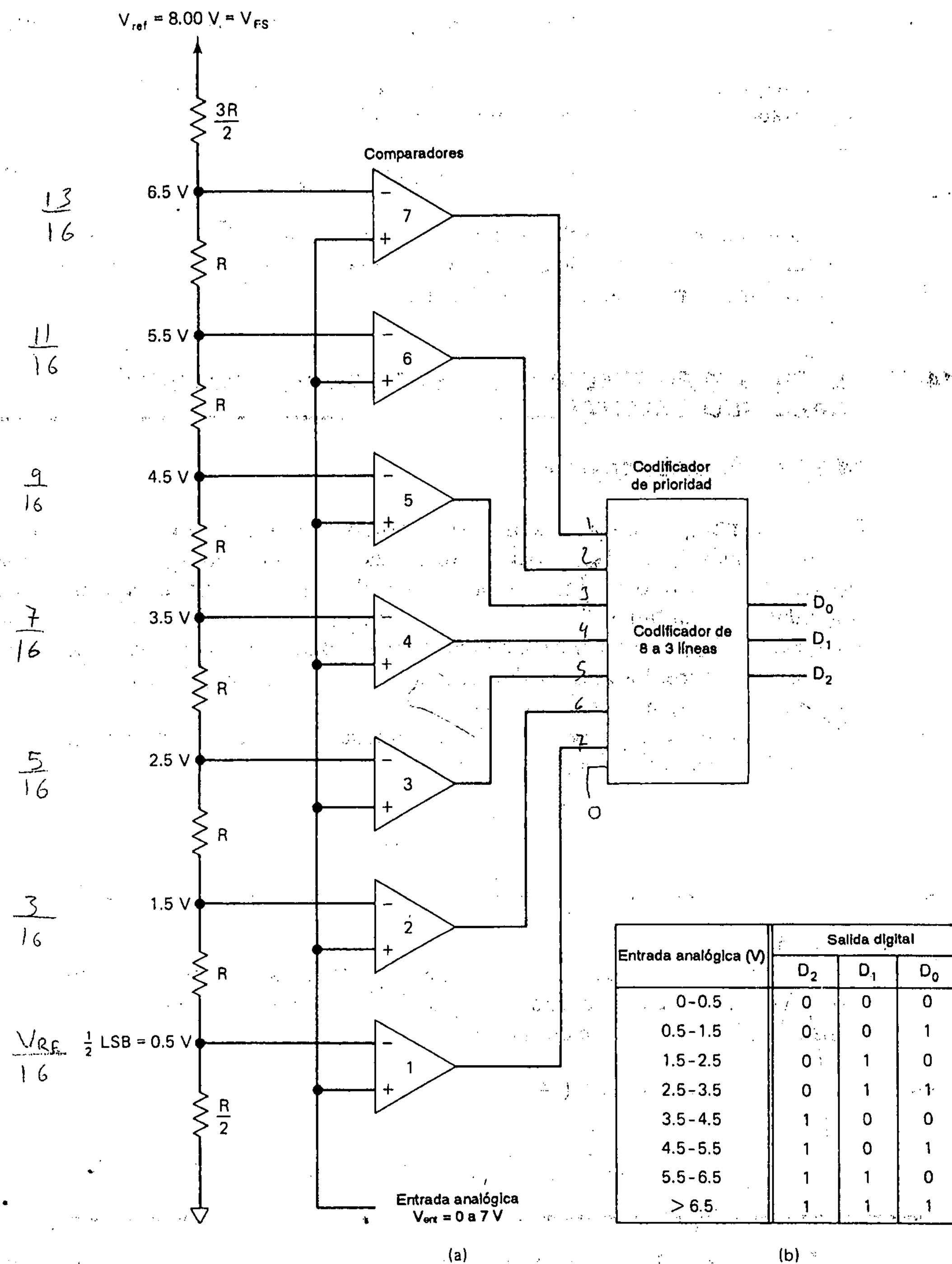
Ejemplo 14-15

El AD670 es un convertidor analógico a digital de 8 bits y su tiempo de conversión es de 10 μs. Calcule la frecuencia máxima de una onda senoidal de entrada que pueda digitalizarse sin error de apertura.

Solución A partir de la ecuación (14-24),

$$f_{max} \simeq \frac{1}{2\pi (2^8)10\ \mu s} = \frac{1}{2\pi (256)10 \times 10^{-6}\ s} = 62\ \text{Hz}$$

El ejemplo 14-15 muestra que la respuesta de frecuencia incluso de un convertidor analógico a digital rápido es en extremo baja. Para un convertidor integrador de 10 bits, cuyo tiempo de conversión es $\frac{1}{3}$ s, la frecuencia senoidal más alta es cerca de 0.5 mHz, o sea 1 ciclo por cada 2000 s.



Entrada analógica (V)	Salida digital		
	D_2	D_1	D_0
0-0.5	0	0	0
0.5-1.5	0	0	1
1.5-2.5	0	1	0
2.5-3.5	0	1	1
3.5-4.5	1	0	0
4.5-5.5	1	0	1
5.5-6.5	1	1	0
> 6.5	1	1	1

FIGURA 14-18 Convertidor A/D flash o paralelo de tres bits; (b) salida versus entrada.

Resumen. Un convertidor de 8 bits, con un tiempo de conversión de 10 μs, puede efectuar en teoría [1/(10 μs)] μs = 10,000 conversiones por segundo. Sin embargo, la máxima frecuencia de onda senoidal que puede convertirse sin límite en la velocidad de respuesta es de unos 62 ciclos por segundo. Para incrementar la respuesta de frecuencia, es preciso agregar otro bloque de circuitos, el amplificador muestreador y retenedor o el amplificador seguidor y retenedor.

14-15.2 Amplificador muestreador y retenedor

El amplificador muestreador y retenedor (S/H) o el amplificador seguidor y retenedor de la figura 14-19 se hace con dos amplificadores operacionales, un capacitor retenedor (C_H) y un interruptor analógico de alta velocidad. Este amplificador está conectado entre una señal de entrada analógica y una entrada en un convertidor analógico a digital.

Cuando el amplificador *muestreador* y retenedor ($S/\overline{W}$) se encuentra en el modo *muestreador*, el interruptor está cerrado y el voltaje del capacitor retenedor (C_H) sigue a V_{ent}. Una instrucción retención abre el interruptor y C_H mantiene una carga igual a V_{ent} en el momento de activar el interruptor. El amplificador muestreador y retenedor actúa para mantener constante V_{ent} (almacenado en C_H) mientras el convertidor analógico a digital lleva a cabo la conversión.

El tiempo de conversión del convertidor analógico a digital ya no limita la respuesta de frecuencia. Por el contrario, lo que se limita es el *tiempo de apertura* del amplificador muestreador/retenedor, que puede hacerse mucho menor que el tiempo de conversión. El tiempo de apertura es el que transcurre entre la instrucción de retención y la apertura del interruptor. Si se adelanta la instrucción de retención en un tiempo igual al de apertura, C_H conservará la muestra deseada de V_{ent}. Así, el único error restante es el tiempo de apertura o sea, la variación durante la conmutación por cada instrucción de retención.

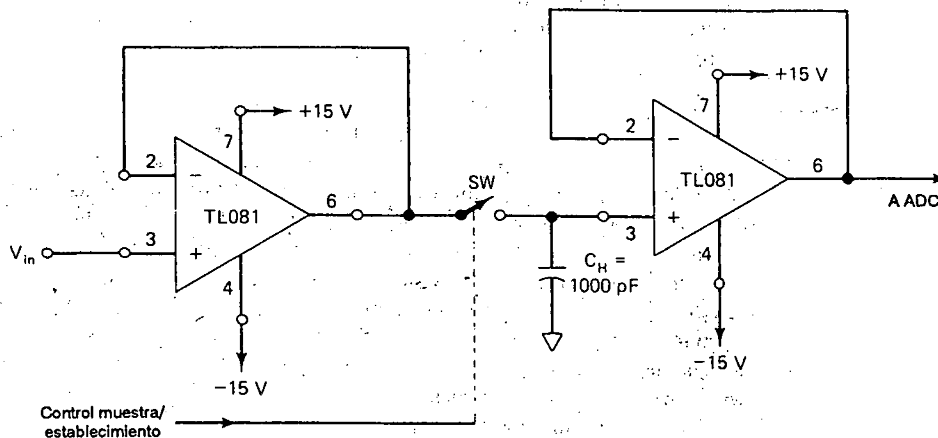


FIGURA 14-19 Amplificador de muestreo y retención.

Los amplificadores muestreadores y retenedores de tipo comercial tienen un tiempo de apertura menor que 50 ns. El ejemplo muestra el mejoramiento en la respuesta en frecuencia al añadir amplificador de muestreo y retención.

Ejemplo 14-16

Un amplificador muestreador y retenedor, con un tiempo de apertura de 50 ns, está conectado a un convertidor analógico a digital de 8 bits. Obtenga la onda senoidal de máxima frecuencia que puede digitalizarse sin rebasar un margen de error de 1LSB.

Solución Reemplace el tiempo de conversión por el tiempo de apertura en la ecuación (14-24)

$$f_{max} \simeq \frac{1}{2\pi (2^8)50 \times 10^{-9}\ \text{s}} = 12.4\ \text{kHz}$$

EJERCICIOS DE LABORATORIO

14-1. *Convertidor digital a análogico DAC-08.* El circuito convertidor digital a analógico más barato es el de la figura 14-6. Use un amplificador operacional OP-07 o bien un TL081 para reducir al mínimo los errores debidos a las corrientes de polarización y la desviación del voltaje de entrada. Conecte a tierra todas las entradas digitales con cables y verifique que V_o esté cerca del potencial de tierra. Cambie el cable de la terminal LSB 12 a +5 V para una entrada digital de 00000001. Compruebe que V_o aumenta cerca de 39 mV. Para medir la resolución, ponga todas las entradas a + 5 V con un código de entrada de 11111111. Mida V_{oiFS}. Calcule la resolución basándose en la ecuación (14-b). La presencia de fallas (sección 14-8.6) no puede ser detectada mediante estas pruebas estáticas. Utilice la prueba dinámica que se describe en seguida.

14-2. *Convertidor digital a analógico AD558.* Para probar dinámicamente un convertidor digital a analógico, utilice el circuito de la figura 14-10. Mida la resolución como sigue: (a) conecte únicamente el circuito AD558 de la figura 14-10 y conecte a tierra todas las entradas digitales. Mida V_o. (b) Elimine todas las conexiones de entada tierra y póngalas a +5 V. Mida V_{oiFS}. (c) Calcule la resolución a partir de la ecuación (14-1b). Suprima todos los cables de empalme.

Montaje del contador. Conecte sólo el circuito 555. Utilice un osciloscopio para medir la frecuencia de reloj en la terminal 3. Conecte dos CD4029 (o cualquier otro contador síncrono de 8 bits) al 555. Utilice un osciloscopio para verificar la frecuencia de la onda cuadrada en la terminal 2(D_7) de CDA4029 No. 2. Esta terminal corresponde al bit más significativo, MSB. La frecuencia en la terminal 2 es 1/256 de la frecuencia de reloj.

Medición de escalera. Conecte las salidas del contador a las entradas del AD558 como se indica en la figura 14-10. Conecte un osciloscopio de doble haz (acoplado en cd) para mostrar el generador de escalera como sigue:

(a) Conecte el disparador externo del osciloscopio a MSB terminal 8 del AD558. Ponga el disparador externo en el borde negativo.

(b) Conecte el canal 1 del osciloscopio para medir V_O en la terminal 16 del AD558. Calibre el haz del canal para que el cero este en el borde inferior de la pantalla del osciloscopio. La amplificación vertical se pone en 0.5 V/div acoplada en cd y la base de tiempo = 5 ms/div.

(c) Conecte el canal 2 del osciloscopio a la terminal 8 del AD558 para monitorear el MSB. Fije la sensibilidad vertical en 2 V/div acoplada a cd.

(d) Dibuje la forma de onda de V_O y también el MSB.

Incremente la ganancia del amplificador vertical del canal 1 hasta que vea los aumentos de voltaje de V_O. Este valor corresponde a 10 mV que es la resolución de V_O ante el cambio de 1 bit. Guarde el circuito AD558 si desea operarlo junto con un convertidor analógico a digital en la parte 14-4 del ejercicio de laboratorio.

14-3. *Como operar un AD670 sin microprocesador.* Referente al circuito de la figura 14-17. Conecte sólo el circuito 555. Conecte un osciloscopio para medir la señal de reloj en la terminal 3 (tiempo base = 5 μs/div). Mida el tiempo alto de la señal y el tiempo bajo. *Nota*: cuando la terminal 3 baja, complete el proceso de selección e inicie una conversión.

Exhibidor digital. Conecte el inversor 7406 y el circuito de los diodos emisores de luz. Ponga 5 V a la entrada de cada inversor para ver si se enciende el LED correspondiente. Sin ninguna conexión a la entrada, mida los voltajes del circuito abierto. Este valor le indicará más tarde cuándo las salidas del AD670 se encuentran en el estado de alta impedancia.

Como probar el AD670. Alambre el AD670 a los dos temporizadores 555 y exhíbalos como se observa en la figura 14-17. Ajuste V_{ent} a 2.60 V.

1. Conecte tierra a $\overline{CS}$ y $\overline{CE}$ para hacer transparentes los registros de retención de salida. Deberán iluminarse todos los diodos emisores de luz. Suprima la tierra de CS o CE para conectar el AD670. Conecte a tierra la terminal 18 para hacer $V_{ent} = 0$. Los diodos emisores de luz deberán permanecer iluminados.
2. Sustituya la tierra en CS o CE con V_{ent} todavía cero. El AD670 realiza la conversión y los diodos emisores de luz deberán apagarse. Quite la conexión a tierra de V_{ent} y ajústelo hasta que los diodos indiquen 10000000. Mida V_{ent} y divídala entre 128 para obtener resolución en mV/bit.

Tiempo de conversión. Mantenga V_{ent} en un valor tal que la salida del AD670 sea 10000000, con $\overline{CS}$ y $\overline{CE}$ conectados a tierra. Conecte un osciloscopio de doble trazo (con ambos canales ajustados para 5 V/div y una base de tiempo = 5 μs/div) como sigue:

1. Conecte el canal A a la terminal 13 del AD670. En la transición negativa de esta señal, comienza una conversión.
2. Conecte el canal B a la terminal 9 de estado. Mida el tiempo en alto de la línea de estado. Este es el tiempo de conversión.

3. Mueva el canal B para revisar el bit más significativo de la terminal 8 y D4 de la terminal 5. Dibuje las formas de onda e indique cuando (a) las salidas del AD670 están en alta impedancia; (b) las salidas del AD670 sean transparentes; (c) comienza la conversión, y (d) termina la conversión.

14-4. *Comunicación de un convertidor analógico a digital AD670 con un convertidor digital a analógico AD558.* Quite los circuitos de exhibición digital del AD670, figura 14-17. Conserve el 555 y los circuitos del AD670. Haga V_{ent} = 1.28 V. Conecte las salidas digitales del AD670 a las entradas digitales correspondientes del AD555 (circuito de la parte 2). Básicamente conectamos el AD670 de la figura 14-17 al AD558 de la figura 14-10. V_o del convertidor digital a analógico deberá ser igual (o razonablemente igual) a V_{ent} del convertidor analógico a digital. Quite la red de divisor de voltaje en la clavija 18 del AD670 (figura 14-17). Para V_{ent} conecte una onda senoidal de 0 a 2 V. Monitoree V_{ent} y V_o con un osciloscopio de doble haz para observar que $V_{ent} = V_o$.

PROBLEMAS

Convertidores digital a analógico

14-1. Dé dos definiciones de la resolución de un convertidor digital a analógico.

14-2. La ecuación (14-2) es la ecuación de entrada-salida de un convertidor digital a analógico. ¿Cómo se evalúa el término D?

14-3. Un convertidor digital a analógico tiene una resolución de 1 mV/bit. Calcule (a) el número posibles de voltajes de salida; (b) V_oFS.

14-4. ¿Cuál es el error de cuantificación del convertidor digital a analógico en el problema 14-3?

14-5. Refiérase a la red en escalera $R-2R$ de la figura 14-5. Sea V_{ref} = 10 V, R_F = 5 kΩ, R = 5 kΩ y $2R$ = 10 kΩ. Encuentre (a) la resistencia característica de escalera; (b) I_o; (c) resolución de voltaje; (d) ecuación de salida-entrada; (e) V_oFS.

14-6. Un convertidor digital a analógico de 8 bits tiene una resolución de 5 mV/bit. Obtenga (a) su ecuación de entrada-salida, (b) V_oFS; (c) V_o cuando la entrada es 10000000.

14-7. ¿Cuál es el voltaje en las terminales 2 y 3 del amplificador operacional de la figura 14-7 (a) cuando las entradas digitales son 10000000? Calcule también el voltaje a través de la resistencia de retroalimentación para obtener V_o.

14-8. Un convertidor básico digital a analógico consta de un voltaje de referencia, una red en escalera, interruptores de corriente y un amplificador operacional. Mencione dos características adicionales que se requieren para hacer el convertidor digital a analógico compatible con un microprocesador.

14-9. ¿Pueden el AD558 y el DAC-08 utilizarse como convertidores multiplicadores digital a analógico?

14-10. Estas preguntas se refieren al AD558. (a) Mencione las terminales que permiten seleccionarlo como convertidor digital a analógico. (b) Describa el modo de retención y (c) el modo transparente de operación del registro de entrada digital.

14-11. (a) ¿Cuál es la ecuación de entrada-salida de un AD558?
(b) Calcule V_O para un código de entrada de 10000000.

Convertidores analógico a digital

14-12. Mencione tres tipos de convertidores analógico a digital e indique las velocidades relativas de conversión (rápida o lenta).

14-13. V_{ent} = 50 mV en el circuito del convertidor analógico a digital integrador de la figura 14-11.
(a) ¿Cuál es la duración de la fase integradora T_1 y el valor de V_o?
(b) ¿Cual es el nombre de fase T_2, el valor de V_{ref} y la duración de T_2
(c) ¿Calcule la salida del circuito.

14-14. Mencione los tres componentes de los convertidores analógico a digital por aproximación sucesiva de 8 bits.

14-15. Un microprocesador emite un comando de escritura a un convertidor analógico a digital. ¿Envía este dato al microprocesador o realiza una conversión?

14-16. Un voltaje de entrada con un intervalo de 0 a 2.55 se aplica a la terminal 16 de un AD670 y se conecta a tierra la terminal 18. ¿Cuáles otras clavijas deben ser conectadas a tierra para escoger este intervalo?

14-17. ¿Cómo se programan las terminales del AD670 para obtener una salida binaria simple?

14-18. ¿Cómo le prdena un microprocesador a un AD670 (a) realizar una conversión; (b) poner el resultado en el canal de datos? (c) ¿Cómo sabe el microprocesador que el AD 670 ha terminado una conversión y sus datos son válidos?

14-19. (a) ¿Cual es el tiempo de conversión de un AD670?
(b) ¿Cuántas conversiones puede efectuar por segundo?
(c) ¿Cuál es la máxima frecuencia de onda senoidal que puede convertir sin incorporar un amplificador muestreador y retenedor?

14-20. Si el amplificador muestreador y retenedor de un convertidor analógico a digital de 8 bits tiene un tiempo de incertidumbre de apertura de 10 ns, ¿cual es la máxima frecuencia de onda senoidal que puede convertir con un error menor de $\pm\frac{1}{2}$ LSB?

14-21. ¿Cuántos comparadores se requieren para construir un convertidor flash de 8 bits.

CAPITULO 15

Fuentes de alimentación

OBJETIVOS DE APRENDIZAJE

Al terminar de leer este capítulo sobre fuentes de alimentación, el estudiante debe ser capaz de:

- Dibujar el esquema de la fuente de alimentación no regulada del rectificador de puente de onda completa.
- Identificar los componentes de un rectificador de onda completa e indicar la función de cada uno en el circuito.
- Diseñar un rectificador de puente de onda completa; especificar los parámetros del transformador, los diodos y el capacitor; comprar esos componentes; construir el rectificador; probarlo y documentar su comportamiento.
- Para una fuente de alimentación no regulada con un rectificador puente de onda completa, medir el porcentaje de regulación y de rizo, trazar las formas de onda

del voltaje en la carga, sin carga y a plena carga y además graficar la curva de regulación.

- Diseñar o analizar una fuente de alimentación no regulada bipolar o de dos valores.
- Explicar la necesidad de los reguladores de voltaje.
- Conectar un regulador de voltaje integrado a un circuito rectificador de puente de onda completa, con el fin de obtener una fuente de alimentación con voltaje regulado.
- Diseñar, construir y probar una fuente de alimentación regulada de ± 15 V para circuitos integrados analógicos.
- Construir una fuente regulada de 5 V para lógica TTL.
- Conectar un LM317 a una fuente no regulada para obtener un regulador de voltaje de tipo laboratorio que pueda ajustarse exactamente al voltaje requerido.

15-0 INTRODUCCION

La mayor parte de los dispositivos electrónicos requieren voltajes de cd para operar. Las baterías son útiles en dispositivos de baja potencia o portátiles; pero el tiempo de operación está limitado a menos que se recarguen o reemplacen. La fuente de alimentación disponible más fácil de obtener es el contacto de pared de 110 V de ca, a 60 Hz. El circuito que convierte este voltaje de ca en un voltaje de cd se denomina *fuente de alimentación de cd.*

La fuente de alimentación de cd más económica es del tipo de circuito rectificador. Desafortunadamente el voltaje de rizo de ca, se sobrepone al voltaje de cd, de modo que el circuito rectificador no suministra cd pura. Una característica por igual indeseable es una reducción en el voltaje de cd al aumentar la corriente en la carga. Ya que el voltaje cd *no* está regulado (o sea constante ante cambios en la corriente de carga), este tipo de fuente de alimentación se clasifica como *no regulada.* Las fuentes de alimentación no reguladas se introducen en las secciones 15-1 y 15-2. Es necesario conocer sus limitaciones antes que se puedan mejorar o superar agregándoles regulación. También es necesario construir una fuente no regulada antes de conectarla a un regulador de voltaje.

Sin una buena fuente de voltaje regulado, no funcionará ninguno de los circuitos que se describen en este libro (o en cualquier otro). Por tanto, en el presente capítulo se explica la manera más sencilla de analizar o diseñar las fuentes de alimentación para los circuitos integrados lineales o digitales.

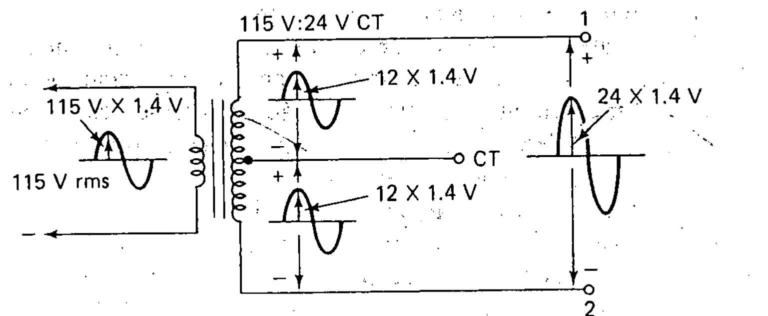
Es posible construir un buen regulador de voltaje con un amplificador operacional, un diodo zener, resistencias y unos cuantos transistores. Sin embargo, es preferible utilizar un moderno regulador de voltaje integrado en un circuito. Los tipos de reguladores son tan vastos que es fácil encontrar uno apropiado a nuestras necesidades.

Se presentará un regulador construido con un amplificador operacional para descibir el funcionamiento de alguna de las características del regulador de circuito integrado. Después se ofrecerán algunos ejemplos representativos de algunos de los reguladores de voltaje más usados. Comenzaremos con la fuente de alimentación no regulada.

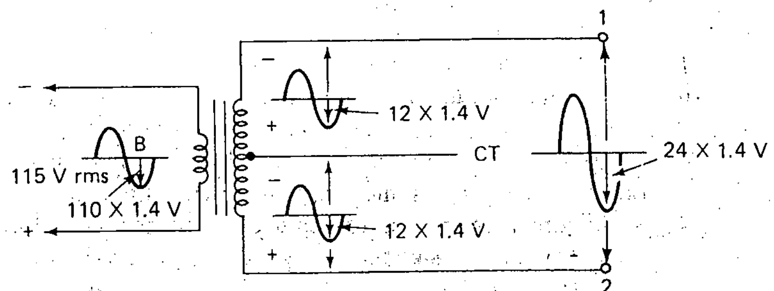
15-1 INTRODUCCION A FUENTES DE ALIMENTACION NO REGULADAS

15-1.1 Transformador de alimentación

Se requiere un transformador para reducir el voltaje en el contacto de pared de 115 V de ca a un valor más bajo de ca que requieren los transistores, CI, y otros dispositivos electrónicos. Los voltajes del transformador se dan en términos de valores rms. En la figura 15-1, el transformador está especificado como de 115 V a 24 V. Con 115 V rms conectado al primario, se desarrolla 24 V rms entre las



(a) Voltajes pico para el medio ciclo positivo



(b) Voltajes pico para el medio ciclo negativo

FIGURA 15-1 Transformador de 115 a 24 V con derivación central.

terminales 1 y 2 del secundario. Una tercera salida, tomada del centro del secundario, se denomina derivación central, DC. Entre las terminales DC y 1 o DC y 2, el voltaje rms es 12 V.

Un osciloscopio mostrará los voltajes senoidales de la figura 15-1. El máximo voltaje instantáneo E_m está relacionado con el valor rms E_{rms} por

$$E_m = 1.4(E_{rms}) \tag{15-1}$$

En la figura 15-1(a), las polaridades del voltaje se muestran para el medio ciclo positivo, las asociadas con el negativo se ilustran en la figura 15-1(b).

Ejemplo 15-1

Encuentre E_m de la figura 15-1 entre las terminales 1 y 2.

Solución Mediante la ecuación (15-1), $E_m = 1.4(24\text{ V}) = 34\text{ V}$.

15-1.2 Diodos rectificadores

El siguiente paso en la construcción de una fuente de alimentación de cd consiste en convertir el voltaje secundario más bajo de ca del transformador en un voltaje pulsante de cd. Esto se consigue con diodos de silicio.

En la figura 15-2(a), cuatro diodos se colocan en una configuración de rombo llamada *rectificador puente de onda completa.* Están conectados a las terminales 1 y 2 en el transformador de la figura 15-1. Cuando la terminal 1 es positiva con respecto a la terminal 2, los diodos D_1 Y D_2 conducen. Cuando la terminal 2 es positiva con respecto a la terminal 1, los diodos D_3 y D_4 conducen. El resultado es un voltaje de cd pulsante entre las terminales de salida.

15-1.3 Fuentes positivas contra fuentes negativas

Nótese que el puente posee dos terminales de entrada designadas como ca. Las terminales de salida se denotan como (+) y (–), respectivamente.

Nótese también que el voltaje de cd de salida todavía *no* puede denominarse positivo o negativo. Es una fuente *flotante.* Si se desea tener una alimentación "positiva", hay que conectar la terminal negativa "a tierra".

El tercer alambre (verde) del cordón de la línea de alimentación extiende la tierra física de la terminal en forma de "U" de la toma de pared generalmente hacia el chasis metálico. Esta conexión sirve para proteger al usuario. Basta extender la terminal de alambre verde hasta la terminal negativa y llamarla *terminal común de la fuente.* Todas las mediciones de voltaje se hacen respecto a este punto y se designa en el esquema o diagrama por un símbolo de tierra. Para obtener una fuente negativa

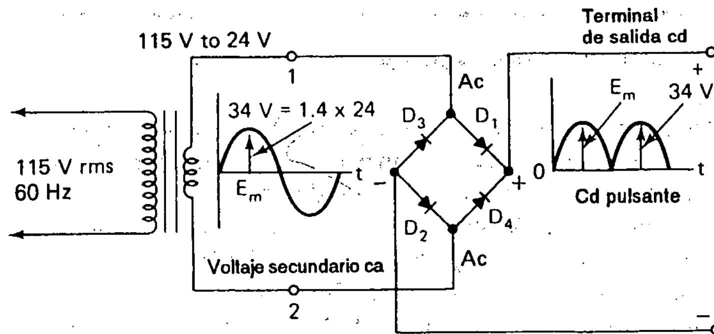
de alimentación, simplemente se conecta la terminal positiva del puente a tierra física.

15-1.4 Capacitor de filtrado

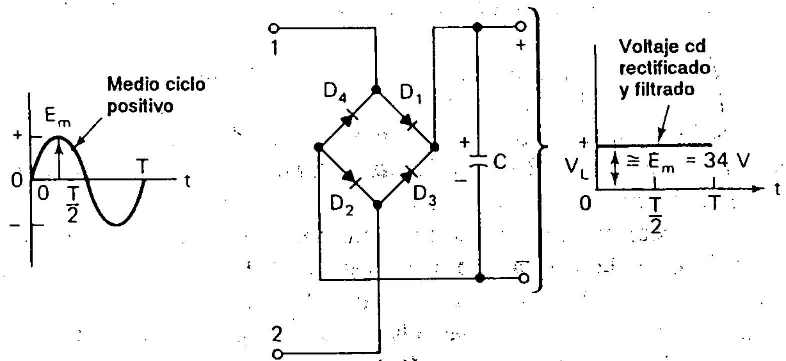
El voltaje de cd pulsante en la figura 15-2(a) no es cd pura, de modo que se coloca un capacitor de filtrado entre las terminales de salida de cd, [como se muestra en la figura 15-2(b)]. Este capacitor suaviza los pulsos de salida y produce un voltaje de cd de salida casi puro, V_L. V_L es el voltaje no regulado que suministra potencia a la carga. Normalmente, el capacitor de filtro es electrolítico de 500 μF o más.

15-1.5 Carga

En la figura 15-2 (b), lo único que está conectado a través de las terminales de salida de cd es el filtro capacitor. La fuente de alimentación no regulada se dice



(a) El transformador y cuatro diodos reducen el voltaje primario de ca pico de 162 V a un pico de cd pulsante de 34 V



(b) El capacitor C filtra la cd pulsante en (a) para dar un voltaje cd de carga

FIGURA 15-2 Transformador más diodos rectificadores más capacitor de filtro es igual a una fuente de poder no regulada.

que no tiene carga. Esto significa que la *corriente sin carga*, o corriente de carga 0, I_L, se toma de las terminales de salida. Por lo común, la carga máxima esperada de corriente o corriente de plena carga, que proporcionará la fuente se conoce. La carga se modela mediante una resistencia R_L como se muestra en la figura 15-3(a). Como se estableció en la sección 15-0, el voltaje de carga cambia conforme se modifica la corriente de carga en una fuente de alimentación no regulada. La forma en que esto ocurre se examina a continuación. Con esto, la idea clave del análisis de la fuente de potencia es clara. El valor pico del voltaje de ca en el secundario, E_m, determina el voltaje de cd sin carga V_L.

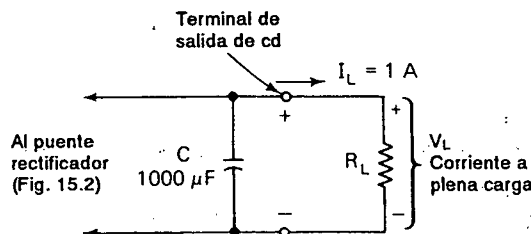
15-2 REGULACION DEL VOLTAJE DE CD

15-2.1 Variaciones en el voltaje de carga

Se conecta un voltímetro de cd a través de las terminales de salida de la figura15-2(b) para medir el voltaje sin carga, o

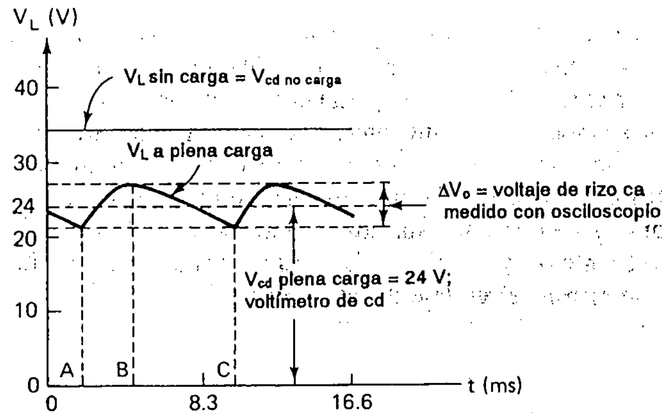
$$V_{cd\ sin\ carga} = E_m \tag{15-2}$$

De acuerdo con el ejemplo 15-1, el $V_{cd\ sin\ carga}$ es 34 V. Un osciloscopio también mostraría el mismo valor sin el voltaje de ca de rizo, como en la figura 15-3(b). Ahora suponga que se conecta una carga R_L que requiere una corriente de cd a plena carga de $I_L = 1$ A, como en la figura 15-3(a). Un osciloscopio muestra ahora que el voltaje de carga V_L tiene un valor *promedio* en cd más bajo V_{cd}. Además el voltaje de carga tiene una componente de ca de rizo, ΔV_o, superpuesto al valor de cd. El valor promedio medido por un voltímetro de cd es 24 V y se le llama V_{cd} a plena carga. El voltaje de rizo pico a pico es $\Delta V_o = 5$ V, en la figura 15-3(b).



(a) La resistencia de carga R_L toma corriente de la fuente de alimentación

FIGURA 15-3 Variación del voltaje de carga de cd y el voltaje de rizo de ca desde corriente sin carga hasta corriente a plena carga.



(b) Variaciones en el voltaje de carga de 34 V sin carga a 24 V más el rizo a plena carga

FIGURA 15-3 (Cont.)

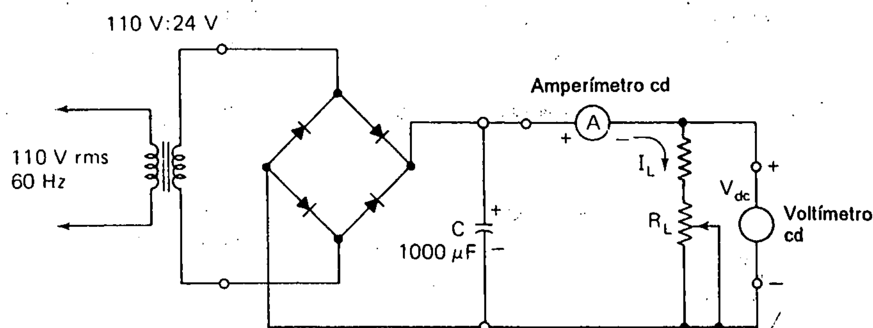
Se llega a dos conclusiones a partir de la figura 15-3(b). Primera, el voltaje de cd en la carga baja conforme la corriente en cd en la carga sube; la cantidad que cae el voltaje de carga puede estimarse por la técnica que se explica en la sección 15-2.2. Segunda, el voltaje ca de rizo aumenta de 0 V sin carga, a un valor grande a la corriente a plena carga. De hecho, el voltaje de ca de rizo aumenta de manera directa con el aumento en la corriente de carga. La cantidad de voltaje de rizo también puede estimarse por la técnica que se explica en la sección 15-3.

15-2.2 Curva de regulación del voltaje de cd

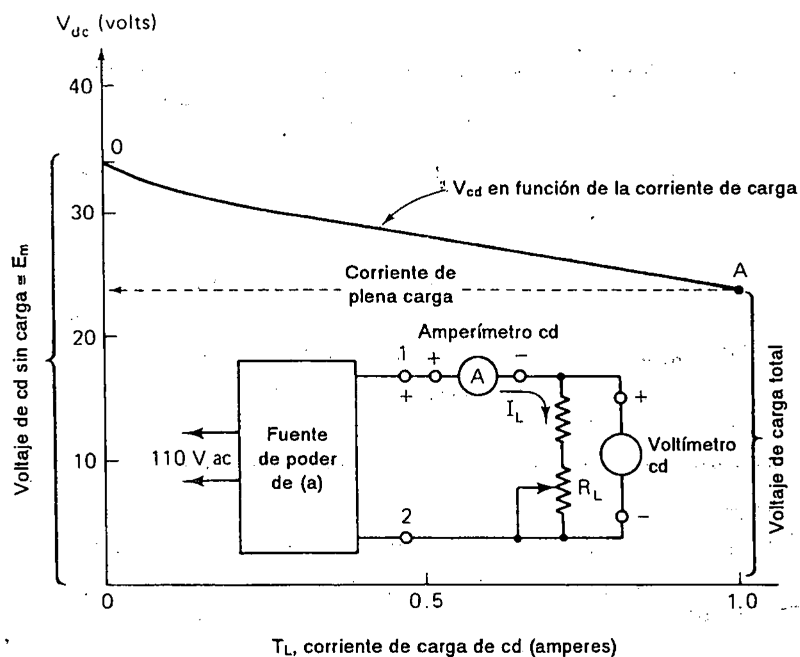
En el circuito de la fuente de alimentación no regulada de la figura 15-4(a), la carga R_L varía de modo que los valores correspondientes de la corriente y el voltaje de cd en la carga se puedan registrar. Los medidores de cd responden sólo a los *promedios* (cd) de la corriente o del voltaje de carga. Si los valores respectivos de corriente y de voltaje se grafican, el resultado es la *curva de regulación de voltaje de cd*, figura 15-4(b). Por ejemplo, el punto 0 representa la condición sin carga, $I_L = 0$ y $V_{cd\ sin\ carga} = E_M = 34$ V. El punto *A* representa la condición a plena carga $I_L = 1$ A y $V_{cd\ a\ plena\ carga} = 24$ V.

15-2.3 Modelo en cd para una fuente de alimentación

En la figura 15-5(a) se muestran los resultados que se obtienen cuando se realizan las mediciones de (a) voltaje sin carga con corriente de carga y (b) voltaje a carga completa con corriente a plena carga. A medida que se extrae *más* corriente de la fuente, algo dentro de ella provoca una caída *creciente* de voltaje interno, dejando menos voltaje disponible en la carga. La manera más fácil de explicar este



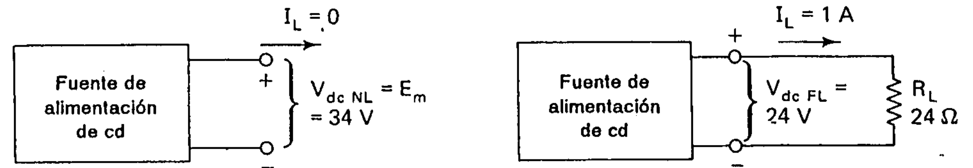
(a) Desempeño de una fuente de poder no regulada medida con un amperímetro y voltímetro de cd



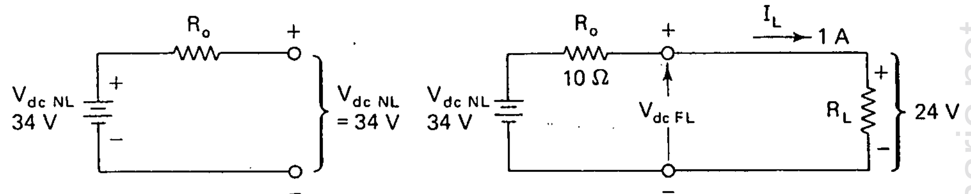
T_L, corriente de carga de cd (amperes)

(b) Curva de regulación de voltaje cd

FIGURA 15-4 El voltaje de carga de CD varía con la corriente de carga en (a) como la muestra la curva de regulación de voltaje en (b).



(a) Voltajes de cd a plena carga y sin carga de una fuente de alimentación



(b) Modelo de cd para explicar las mediciones realizadas para graficar la curva del regulador de voltaje de cd

FIGURA 15-5 Se desarrolla un modelo de cd para explicar las mediciones de voltaje en cd en el caso de una fuente de alimentación no regulada. $V_{cdNL} = V_{cdFL} + I_L R_o$.

comportamiento consiste en atribuirlo a una *resistencia interna* o de *salida R*. Así pues, este comportamiento puede describirse mediante

$$V_{cdNL} = V_{cdFL} + I_{LFL} R_o \tag{15-3a}$$

o

$$V_{cdFL} = \frac{R_L}{R_o + R_L}(V_{cdNL}) \tag{15-3b}$$

Utilizando los datos de las mediciones a plena carga completa y sin carga que se ofrecen en la figura 15-5 y la curva de regulación de voltaje de la figura 15-4 para medir R_o.

Ejemplo 15-2
(a) Calcule la resistencia de salida R_o a partir de las mediciones a plena carga y sin carga de las figuras 15-4 y 15-5. (b) Calcule el voltaje de salida de cd a media carga en que $I_L = 0.5$ A.

Solución (a) Sin carga, $I_L = 0$ y $V_{cdNL} = 34$ V; con carga completa, $I_L = 1$ A y $V_{cdFL} = 24$ V. Con base en la ecuación (15-3a),

$$R_o = \frac{V_{dcNL} - V_{dcFL}}{I_{LFL}} = \frac{(34 - 24)\text{ V}}{1\text{ A}} = 10\ \Omega$$

(b) Utilice nuevamente la ecuación (15-3a), pero modifíquela para $I_L = 0.5$ A.

$$V_{cd} = V_{cdNL} - I_L R_o = 34 \text{ V} - (0.5 \text{ A})(10\ \Omega)$$
$$= 34 \text{ V} - 5 \text{ V} = 29 \text{ V}$$

Nótese que 5 V aparece *internamente* dentro de la fuente de alimentación produciendo 5 V × 0.5 A = 2.5 W de calor.

R_o modela el efecto neto de las pérdidas internas de la fuente de alimentación. Esas pérdidas ocurren debido al transformador, los diodos, el capacitor e incluso los alambres que se dirigen a la toma de pared. No tiene caso obtener las aportaciones de cada uno. Lo único que nos interesa ahora es conocer su efecto neto R_o.

15-2.4 Porcentaje de regulación

Otra manera de describir el rendimiento de cd es recurrir a una especificación llamada porcentaje de regulación. Se mide el voltaje de la fuente de alimentación con carga completa y sin carga. Después se calcula el porcentaje de regulación a partir de

$$\% \text{ regulación} = \frac{V_{cdNL} - V_{cdFL}}{V_{cdFL}} \times 100 \qquad \textbf{(15-4)}$$

Ejemplo 15-3

Obtenga el porcentaje de regulación con los datos de la fuente de alimentación de cd que se dan en las figuras 15-4 y 15-5.

Solución Con base en los datos, $V_{cdNL} = 34$ V y $V_{cdFL} = 24$ V. A partir de la ecuación (15-4),

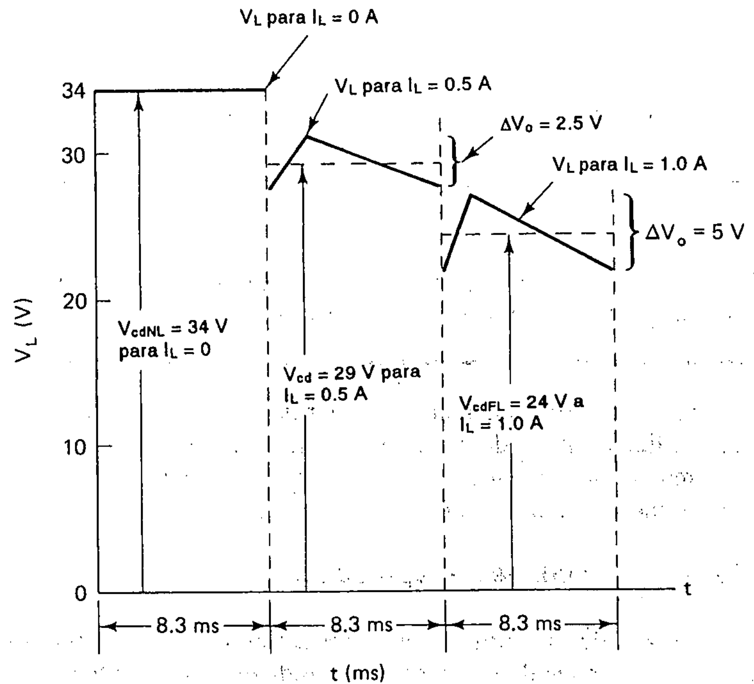
$$\% \text{ regulación} = \frac{(34 - 24) \text{ V}}{24 \text{ V}} \times 100 = 41.7\%$$

El porcentaje de regulación nos indica *en qué porcentaje aumentará el voltaje de carga completa* cuando la carga se quite.

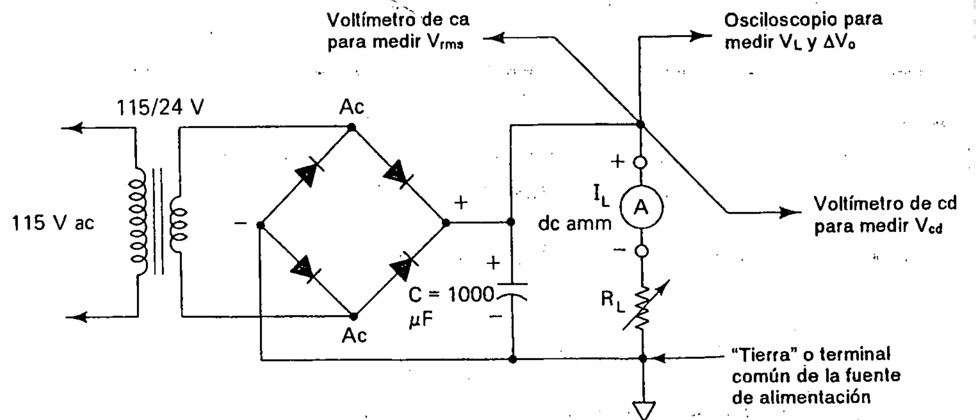
15-3 VOLTAJE DE RIZO DE CA

15-3.1 Predicción del voltaje de rizo de ca

La figura 15-6(b) muestra cómo medir el rendimiento en ca y en cd de una fuente de alimentación. Las mediciones en cd (valores promedio) se efectúan con



(a) Un osciloscopio acoplado en cd muetra las componentes de cd y ca del voltaje de carga V_L



(b) Circuito de prueba para medir el rendimiento de ca y cd de una fuente de alimentación no regulada

FIGURA 15-6 Este circuito de prueba permite medir simultáneamente el rendimiento de ca y cd de una fuente de alimentación no regulada. Un osciloscopio acoplado en directa mide el voltaje instantáneo de carga V_L y el voltaje de rizo pico a pico L_o. Los medidores de cd verifican el voltaje promedio de carga (cd) V_{cd} y la corriente I_L. Un voltímetro de ca mide el valor rms del voltaje de rizo V_{rms}.

medidores de cd. Los valores en cd, I_L y V_{cd}, se resumen y grafican en la curva de regulación de voltaje (cd) que se incluye en la figura 15-4(b).

El voltaje pico a pico de rizo de ca ΔV_o está al centro de V_{cd}. ΔV_o se puede estimar a partir de

$$\Delta V_o \simeq \frac{I_L}{200C} \quad \textbf{(15-5a)}$$

donde ΔV_o está en volts, I_L en amperes y C es el tamaño del capacitor de filtro en farads. Si el voltaje de carga V_L se mide con un voltímetro ordinario de ca, indicará el valor en rms de voltaje de rizo V_{rms}. Un capacitor acoplador dentro del voltímetro elimina la componente de cd. V_{rms} se relaciona con ΔV_o mediante la aproximación.

$$\Delta V_o = 3.5\ V_{rms} \quad \textbf{(15-5b)}$$

Necesitamos otra característica de la fuente de alimentación que se utilizará más adelante en el capítulo. Nos indica cómo diseñar una fuente de alimentación para el regulador de voltaje. Recibe el nombre de voltaje mínimo de carga instantánea y ocurre a plena carga. Como se observa en la figura 15-6(b),

$$\text{mínimo } V_L = V_{cdFL} - \frac{\Delta V_o}{2} \quad \textbf{(15-5c)}$$

Estos principios se explicarán con un ejemplo.

Ejemplo 15-4

Un rectificador de puente de onda completa tiene (1) una corriente a plena carga de 1 A, (2) un voltaje a plena carga de 24 V y (3) un capacitor de filtro de 1000 µF. Calcule (a) el valor rms y pico a pico del voltaje de rizo a plena carga; (b) el voltaje mínimo instantáneo de salida.

Solución (a) Con base en la ecuación (15-a),

$$\Delta V_o = \frac{1\text{ A}}{(200)(1000 \times 10^{-6}\text{ F})} = 5\text{ V}$$

A partir de la ecuación (15-5b),

$$V_{rms} = \frac{\Delta V_o}{3.5} = \frac{5\text{ V}}{3.5} \doteq 1.43\text{ V}$$

(b) Con base en la ecuación (15-5c),

$$\text{mínimo } V_L = V_{cdFL} - \frac{\Delta V_o}{2} = 24\text{ V} - \frac{5\text{ V}}{2} = 21.5\text{ V}$$

15-3.2 Porcentaje y frecuencia del voltaje de rizo

La frecuencia del voltaje de rizo de un rectificador de onda completa con un capacitor de filtro es de 120 Hz, o sea el doble de la frecuencia del voltaje de la línea. Ello se debe a que el capacitor necesita cargarse y descargarse dos veces en cada ciclo del voltaje de línea. Como se aprecia en la figura 15-6(a), el periodo de cada ciclo del voltaje de rizo es de 8.3 ms.

El rendimiento de ca de una fuente de alimentación también puede especificarse mediante un solo número porcentual. Se mide el voltaje de rizo V_{rms} correspondiente al peor caso. Ello sucede para la corriente a plena carga [figura 15-6(a)]. Se mide V_{cdFL} y se calcula el *porcentaje de rizo* a partir de

$$\% \text{ componente alterna} = \frac{V_{rms} \text{ a carga total}}{V_{cdFL}} \times 100 \qquad \textbf{(15-6)}$$

Ejemplo 15-5
Calcule el porcentaje de rizo de la fuente de alimentación especificada en el ejemplo 15-4.

Solución A partir del ejemplo 15-4, $V_{ccFL} = 24\ V$ y $V_{rms} = 1.43$ V. Con base en la ecuación (15-6),

$$\% \text{ componente alterna} = \frac{1.43}{24} \times 100 = 6\%$$

15-3.3 Control del voltaje de rizo

La ecuación (15-5a) nos indica que ΔV_o depende directamente de la corriente de carga. En consecuencia para un mismo valor del capacitor de filtro, si se duplica la corriente de carga, también se duplica el voltaje de rizo. La ecuación (15-5a) también indica que ΔV_o es inversamente proporcional a C. Si C se duplica, el voltaje de rizo se reduce a la mitad (para el mismo valor de I_L). Una regla práctica excelente consiste en sustituir C por 1000 uF en la ecuación (15-5a) para obtener

$$\Delta V_o = (5\text{ V})(I_L \text{ en amperes}) \qquad \textbf{(15-7)}$$

donde $C = 1000\ \mu$F.

Si $I_L = 0.5$ A, entonces $\Delta V_o = 2.5$ V. Duplique C a 2000 μF si desea reducir ΔV_o a 2.5 V/2 = 1.25 V.

15-4 PROCEDIMIENTO PARA DISEÑAR UNA FUENTE NO REGULADA CON RECTIFICADOR DE PUENTE DE ONDA COMPLETA

15-4.1 Especificaciones generales de diseño

El requisito de cd para una fuente de alimentación, se suele especificar como "Se requieren 12 volts a 1 ampere". Ahora ya podemos definir estos valores como (1) $V_{dcFL} = 12$ V y (2) $I_{LFL} = 1$ A. (A propósito, R_L a plena carga es 12 V/1 A = 12Ω.) Los requisitos en ca se puede especificar de muchas maneras: (1) porcentaje de rizo menor al 5%, (2) V_L mínimo = 11 V o bien (3) ΔV_o a plena carga será menor que 2.1 V.

Ejemplo de diseño 15-6

Diseñe un rectificador de puente de onda completa para suministrar 12 V a 1 A con menos de 10% de rizo. Los procedimientos de diseño utilizan el principio de superposición. (a) Haga el diseño de cd. Eso le dará el tamaño del transformador y las especificaciones de los diodos. (b) Haga el diseño de ca y obtendrá el tamaño del capacitor.

(a) **Procedimiento de diseño de cd; calculo del transformador y los diodos.** Aplique las ecuaciones (15-3a) y (15-2) para obtener E_m. Use después la ecuación (15-1) para calcular el secundario del transformador. Como aún no tiene las partes, no puede medir R_o. Por tanto, como buen diseñador *hará* una *estimación bien fundamentada de* R_o. Supóngase que $R_o = 10\ \Omega$. Basándose en esta *suposición* (estimación fundamental), el resto es sencillo. Aplique la ecuación (15-3a),

$$V_{cdNL} = V_{cdFL} + I_{LFL} R_o = 12 \text{ V} + (1 \text{ A})(10\ \Omega) = 22 \text{ V}$$

entonces según la ecuación (15-2),

$$E_m = V_{cdNL} = 22 \text{ V}$$

y finalmente por la ecuación (15-1),

$$E_{rms} = \frac{E_m}{1.4} = 22 \text{ V}/1.4 = 15.5 \text{ V}$$

El problema parecería empeorar porque no puede comprar en el mercado un transformador de 115/15.5 V. Pero así aprendemos la primera lección básica del diseño de fuente de alimentación. *Generalmente no es posible obtener el voltaje de cd que se desea.* Aun si se pudiese conseguir 12 V a 1 A, V_L sería 22 V a 0 A. El regulador de voltaje se inventó para resolver este problema. Sin embargo, su compañía tiene transformadores V_{CT} de 115 V/12.6 con dos secundarios. Conecte un devanado de 12.6 V en serie, con ayuda de la derivación central y la terminal correspondiente del otro devanado (6.3 V) para obtener $E_s = 6.3 \text{ V} + 12.6 \text{ V} = 18.9$ V.

(Usted aprendió que esta no es la manera apropiada para suministrar alimentación a los dispositivos digitales, lineales o automotrices; pero, le brindará una magnífica oportunidad de analizar más adelante un diseño en el ejemplo 15-7.) Lo único que le hace falta es seleccionar una especificación de ca del transformador como sigue: en el caso de un rectificador de puente de onda completa, escoja $I_{secrms} = 1.8 I_{LFL}$. En consecuencia, escoja $I_{secundaria}$ = 2 A. *Selección puente de diodos.* La selección de los diodos es fácil. Se clasifican por la corriente promedio, I_{prom} y el voltaje de pico inverso, PIV. A continuación se ofrece una guía de diseño:

1. Seleccione un diodo con I_{prom} I_{LFL} = 1 A.
2. Escoja un diodo con una especificación de voltaje de pico inverso mayor que V_{cdNL} + 20% V_{cdNL}.

(b) **Procedimiento de diseño de ca: selección del capacitor de filtro.** La especificación original requiere un porcentaje de dizo menor al 10% para V_{dcFL} = 12 V. Aun sabiendo que *tal vez no* se alcance este valor de cd, se debe cumplir con la especificación original. (Tal vez tenga usted suerte y encuentre un R_o de 15 con el transformador 115 V/18 V que compre.)

Calcule primero ΔV_o como sigue. Aplique la ecuación (15-6):

$$V_{rms} = \frac{(\%\ \text{ripple})V_{cdNL}}{100} = \frac{10(12\ \text{V})}{100} = 1.2\ \text{V}$$

y luego la ecuación (15-5b),

$$\Delta V_o = 3.5(1.2\ \text{V}) = 4.2\ \text{V}$$

y finalmente la ecuación (15-5a),

$$C = \frac{I_L}{200\ \Delta V_o} = \frac{1\ \text{A}}{(200)(4.2\ \text{V})} = 1190\ \mu\text{F}$$

Seleccione C mayor que 1190 μF, o sea C = 1500 μF. De ser necesario, puede construir C con tres capacitores de 500 μF en paralelo.

Nota: Los capacitores electrolíticos tienen además una especificación de voltaje denominada "voltaje de trabajo en cd" (WVDC, "Working voltage dc"). El capacitor filtro deberá tener las mismas especificaciones que un diodo:

$$\text{WVDC} = V_{cdNL} + 20\%\ V_{cdNL}$$

Resumen del diseño Terminamos con un rectificador puente de onda completa que tiene las siguientes partes:

1. Transformador: 115 V/18 V 2.0 A.

2. Cuatro diodos: cada uno de 1 A con un voltaje de pico inverso = 25 V (o más)

3. Tres capacitores: 500 μF conectados en paralelo, WVDC = 25 V (o más)

No tenemos un diseño satisfactorio, pero a menudo esa es la solución práctica para fuentes de alimentación no reguladas. Sin embargo, utilizaremos este diseño para analizar y predecir el rendimiento de un rectificador puente de onda completa.

Elemplo de analisis 15-7: fuente de alimentación no regulada de puente de onda completa

Dado el esquema del diseño de una fuente de alimentación en la figura 15-7(a), (**a**) calcule el rendimiento en cd graficando la curva de regulación de cd y calcule el porcentaje de regulación. *Suponga:* $R_o = 7\ \Omega$, $I_{LFL} = 1.0$ A; (*b*) grafique el voltaje instantáneo a plena carga y sin carga V_L que esperaría ver en un osciloscopio. Calcule asimismo el porcentaje de rizo.

Solución (a) Puesto que $E_{rms} = 18\ V_{rms}$, calcule E_m y V_{cd} a partir de las ecuaciones (15-1) y (15-2):

$$V_{cdNL} = E_m = 1.4E_{rms} = 25.5\ \text{V}$$

Calcule V_{cdFL} basándose en la ecuación (15-3a)

$$V_{cdFL} = V_{cdNL} - I_{LFL} R_o = 25.5\ \text{V} - (1\ \text{A})(7\ \Omega) = 18.5\ \text{V}$$

y el porcentaje de regulación a partir de la ecuación (15-4):

$$\%\ \text{regulación} = \frac{V_{cdNL} - V_{cdFL}}{V_{cdFL}} \times 100 = \frac{(25.5 - 18.5)\ \text{V}}{18.5} \times 100 \simeq 38\%$$

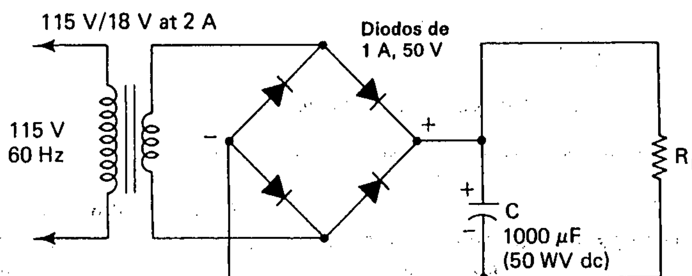
(b) Calcule ΔV_o con base en la ecuación (15-5a) y V_{rms} a partir de la ecuación (15-5b)

$$\Delta V_o \simeq \frac{I_L}{200C} = \frac{1\ \text{A}}{200(1000 \times 10^{-6}\ \text{F})} = 5\ \text{V}$$

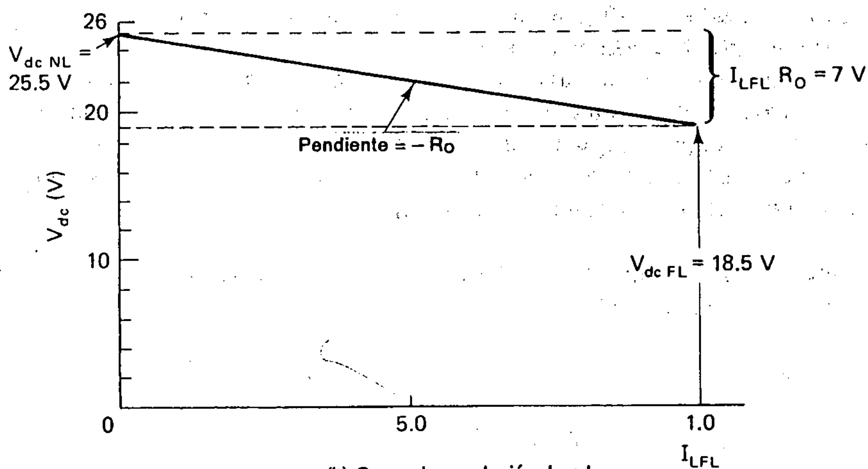
$$V_{rms} = \frac{\Delta V_o}{3.5} = \frac{5\ \text{V}}{3.5} = 1.43\ \text{V}$$

Calcule por último el porcentaje de rizo a partir de la ecuación (15-6):

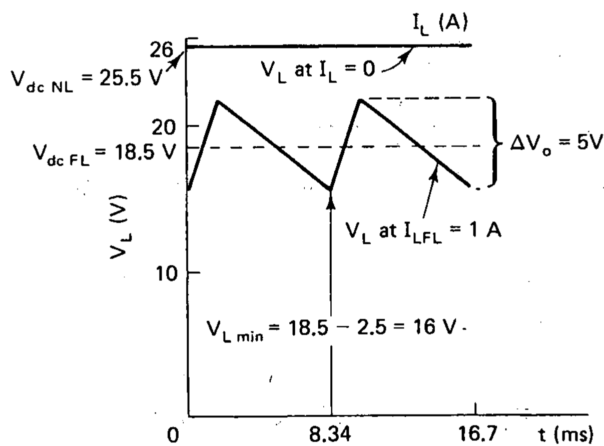
$$\%\ \text{componente alterna} = \frac{V_{rms}}{V_{cdFL}} 100 = \frac{1.43}{18.5} \times 100 = 7.7\%$$



(a) Circuito para el ejemplo de análisis 14.6



(b) Curva de regulación de cd



(c) Voltaje instantáneo con y sin carga

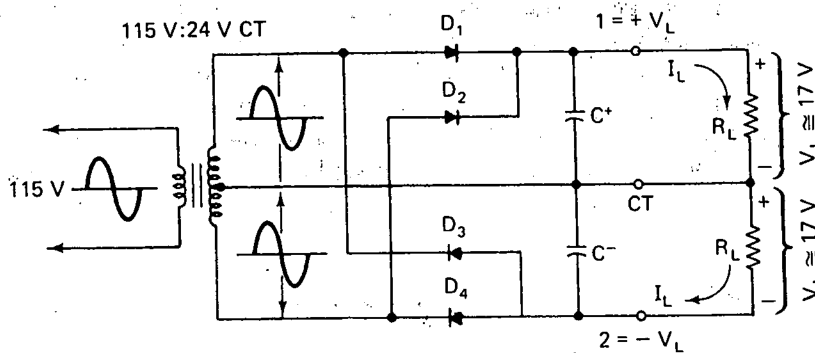
FIGURA 15-7 El rendimiento de cd de un rectificador de puente de onda completa en (a) se muestra en (b) y su rendimiento de ca en (c).

El rendimiento de cd de la fuente de alimentación no regulada se describe en la figura 15-7(b). El rendimiento de ca se resume en la gráficas a plena carga y sin carga contra tiempo en la figura 15-7(c). Note que $\Delta V_O = 0$ V sin corriente de carga. También ΔV_O se centra (aproximadamente) en V_{cdFL}.

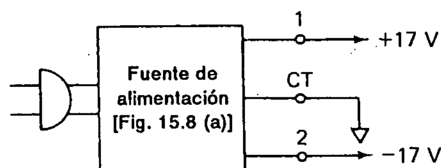
15-5 FUENTES DE PODER NO REGULADA BIPOLAR Y DE DOS VALORES

15-5.1 Fuente de alimentación bipolar o positiva y negativa

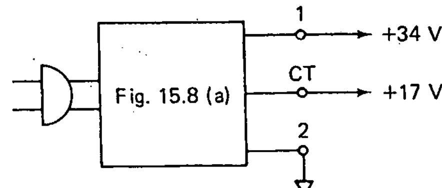
Muchos dispositivos electrónicos necesitan ambas fuentes de voltaje, positivo (+) y negativo (–). Estos voltajes se miden con respecto a una tercera terminal común



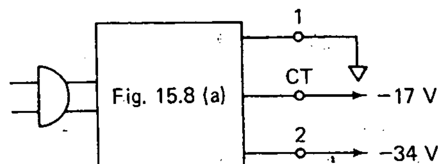
(a) Fuente de alimentación bipolar



(b) Fuente bipolar



(c) Fuente positiva de dos valores



(d) Fuente negativa de dos valores

FIGURA 15-8 Fuente de alimentación bipolar y de dos valores.

(o conectada a tierra). Para obtener un voltaje positivo y negativo, se requieren ya sea dos devanados secundarios en el transformador o bien un devanado secundario con derivación central.

Un transformador de 115 V: 24 V con derivación central se muestra en la figura 15-8. Los diodos D_1 y D_2 hacen positiva la terminal 1 con respecto a la derivación central. Los diodos D_3 y D_4 hacen negativa la terminal 2 con respecto a la derivación central. Mediante la ecuación 15-1 y la sección 15-2.1, ambos voltajes de cd sin carga son 1.41 × 12 V rms = 17 V. Los capacitores $C+$ y $C-$, respectivamente, filtran los voltajes positivo y negativo. Como se indica en las secciones 15-4 y 15-5, el voltaje de ca de rizo y la regulación del voltaje de cd se pueden predecir para ambos voltajes, plena carga y sin carga.

15-5.2 Fuentes de alimentación de dos valores

Si la terminal central de la fuente de alimentación de la figura 15-8 se pone a tierra, se tiene una fuente de alimentación *bipolar*, ésta se muestra en forma esquemática en la figura 15-8(b). Si la terminal 2 está conectada a tierra como en la figura 15-8(c), se tiene una fuente positiva de dos valores. Por último, al poner a tierra la terminal 1 en la figura 15-8(d), se obtiene una fuente de alimentación con dos valores negativos. Esto indica lo versátil que es el transformador con derivación central.

15-6 NECESIDAD DE LA REGULACION DE VOLTAJE

En las secciones anteriores se ha mostrado que la fuente de alimentación sin regulación tiene dos características indeseables: el voltaje de cd disminuye y el voltaje de rizo de ca se incrementa conforme aumenta la corriente de carga. Ambas desventajas pueden minimizarse al añadir una *sección de regulación de voltaje* a la *fuente no regulada* como en la figura 15-9. La fuente de alimentación resultante se clasifica como *fuente de voltaje regulada.*

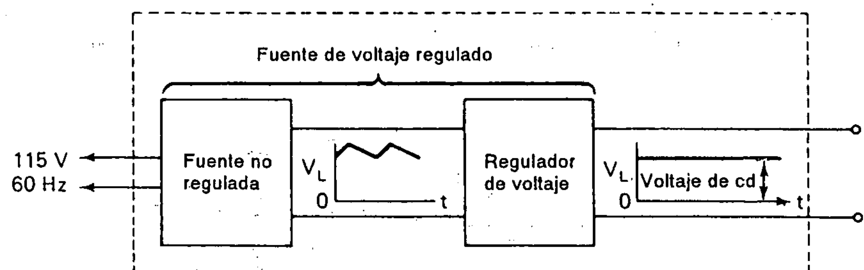


FIGURA 15-9 Una fuente no regulada más un regulador de voltaje produce una fuente de poder de voltaje regulado.

15-7 HISTORIA DE LOS REGULADORES DE VOLTAJE LINEALES

15-7.1 La primera generación

Un regulador de voltaje cd excelente se puede construir con un amplificador operacional, un diodo zener, dos resistencias o un potenciómetro y uno o más transistores. En 1968, la división de semiconductores de Fairchild integró todos esos componentes (y otros más) en un solo circuito integrado y lo llamó regulador monolítico de voltaje μA723. Gracias a su flexibilidad ha logrado sobrevivir hasta el presente. No obstante, requiere varios componentes de soporte; posee un mínimo de circuitos internos de protección y el usuario debe incorporar transistores de refuerzo para obtener más capacidad de corriente y una resistencia para limitar la corriente en cortocircuito.

A partir de entonces la carrera para construir un regulador de voltaje fijo con tres terminales se inició. La ganó National Semiconductor con el LM309, seguida muy de cerca por Fairchild que lanzó al mercado su serie 7800. Ambos reguladores constan de tres terminales. Para utilizar uno, lo único que debe hacerse es conectar una fuente no regulada entre su entrada y las terminales comunes. Se conecta después una carga entre la salida y la terminal común, con lo cual se está terminando el diseño. (Conecte un capacitor desacoplador entre las terminales de entrada y las de salida con el fin de mejorar su rendimiento.) Estos dispositivos tienen circuitos internos de protección que se explicarán más adelante.

15-7.2 La segunda generación

El éxito de los reguladores de +5 V hizo que muchos diseñadores de sistemas cambiasen de filosofía. Ya no era necesario contar con un regulador central que suministrara corriente a cada tarjeta de circuitos dentro del sistema y sufriera la gran pérdida I^2R. Ahora cada circuito impreso podía tener su propio regulador local integrado. El regulador local protegía además los circuitos integrados en contra de los transitorios de voltaje en la línea.

El éxito del regulador de + 5 V dio origen a una serie de reguladores de tres terminales de 6, 8, 9, 12, 15, 18 y 24 V y sus correspondientes voltajes negativos. Los genios que inventaron esos dispositivos lograron finalmente lo que Thomas Edison había dicho que nunca se haría. Idearon un aparato que puede concebirse como un transformador de cd. Ahora, si se necesita un regulador de 15 V para obtener 1 A, simplemente se compra en el mercado.

15-7.3 La tercera generación

Los reguladores lineales en circuito integrado gozaban de tanta aceptación que crearon serios problemas a los fabricantes del equipo original. ¿Cómo manejar tantos tamaños distintos y qué hacer para construir suficientes y satisfacer el número creciente de requisitos de voltaje?

El LM117 fue el primer regulador ajustable de voltaje positivo en circuito integrado que daba un rendimiento superior. Vino después el regulador LM137 ajustable negativo. Presentaremos tan sólo algunos de la fascinante serie de reguladores lineales de circuito integrado. El espacio no nos permite presentar aquí los reguladores conmutados.

15-8. REGULADORES DE VOLTAJE LINEALES EN CIRCUITO INTEGRADO

15-8.1 Clasificación

Los reguladores lineales de voltaje de circuito integrado se clasifican considerando cuatro características:

1. *Polaridad*: negativos, positivos o bipolar.
2. *Número de terminales*: de tres terminales o multiterminales.
3. *Voltaje de salida fijo o ajustable:* los voltajes fijos estándar son ± 5, ± 12, y ± 15 V. El intervalo ajustable suele ser de 1.2 a 37 V, o bien, –1.2 a – 37 V.
4. *Corriente de salida*: las capacidades normales de la corriente de salida son 0.1, 0.2, 0.25, 0.5, 1,5 y 3 A y las nuevas son 5 y 10 A.

15-8.2 Características comunes

El voltaje instantáneo en la salida de un regulador de circuito integrado siempre es mayor que el voltaje de salida de cd por un valor que suele ser de 0.5 a 3 V. Este requisito se denomina *voltaje instantáneo mínimo de entrada-salida, caída de voltaje* o, simplemente, *voltaje extremo.* Como se aprecia en la figura 15-10(a), el regulador de voltaje LM340-15 tiene un voltaje de salida de 15V para una carga de 1 A.

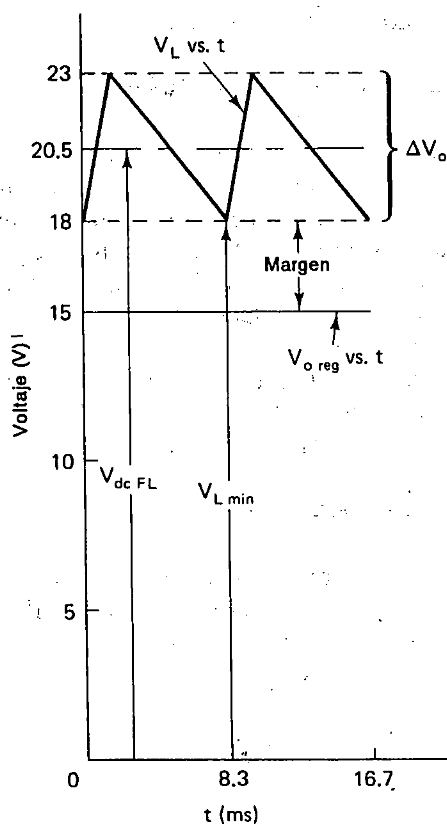
Suponga que la fuente de alimentación no regulada que alimenta al regulador tiene un capacitor de 1000 μF y, por tanto, un voltaje de rizo de $\Delta V_O = 5$ V. Según se señala en la figura 15-10(a), se necesita un voltaje mínimo de entrada de

$$V_{Lmin} = V_{O\,reg} + \text{espacio libre} \tag{15-8}$$

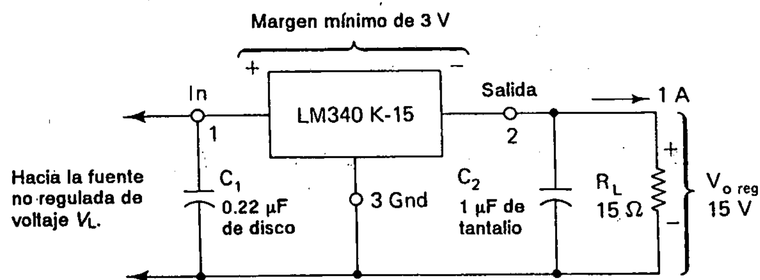
o

$$V_{Lmin} = 15\text{ V} + 3\text{ V} = 18\text{ V}$$

Lo anterior significa que V_{cdFL} debe ser de 20.5 V por lo menos [vea la ecuación (15-5c)]. Si bien el lector podría sentir la tentación de hacer V_{cdFL} alto para obtener gran margen en el voltaje extremo no olvide que la disipación de calor en el peor

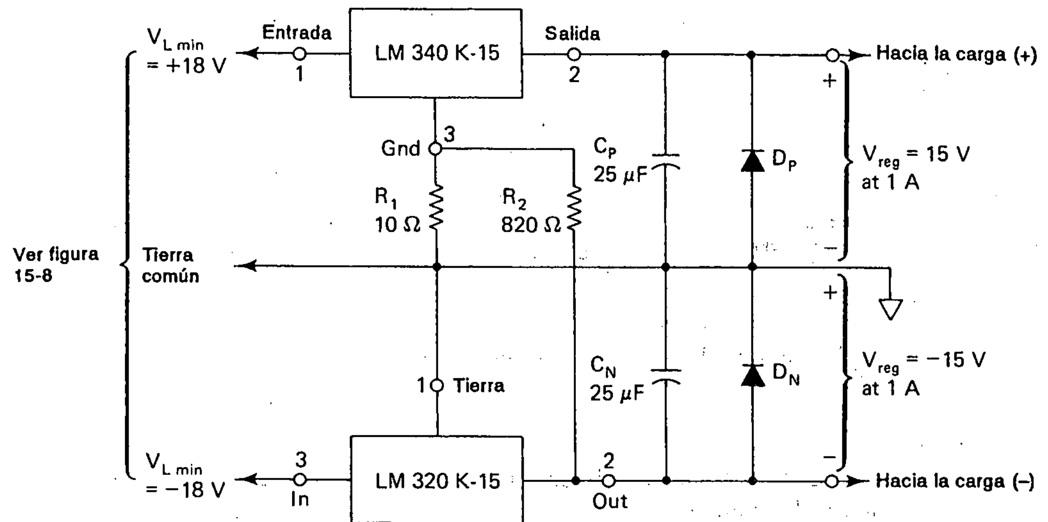


(a)

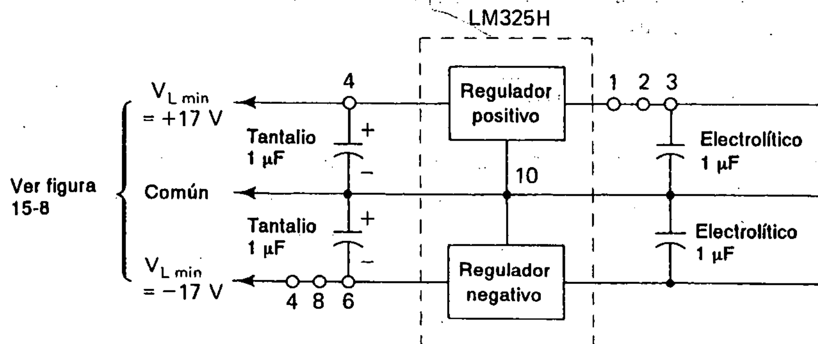


(b)

FIGURA 15-10 Todos los reguladores de voltaje necesitan aproximadamente de 1 a 3 V entre las terminales de entrada y de salida para garantizar la operación de los circuitos internos.



(a) Fuente de potencia regulada de ± 15 V y hasta ± 1 A de corriente; la fuente no regulada es similar a la de la Fig. 15-8, requiere de 2 reguladores separados.



(b) Fuente de potencia regulada de ± 15 V y hasta ±100 mA

FIGURA 15-12 Se presentan dos fuentes de ± 15 V para amplificadores operacionales. La versión (a) de alta corriente 1 A requiere de dos circuitos integrados; la versión (b), más modesta requiere sólo uno.

única de + 15-V, (1) se quitan los diodos, R_2,C_N y el LM320-15 y (2) se reemplaza R_1 con un cortocircuito.

El LM32OK-15 es un regulador de – 15 V con capacidad de corriente hasta de 1.5 A. Ambos reguladores tienen límite de corriente, área de operación segura y protección de apagado térmico. Se debe instalar un disipador de calor como se indica en la sección 15-10.2.

Se necesita la resistencia R_1 para asegurar que el regulador positivo arranca cuando el regulador negativo tiene carga pesada. R_2 cancela el efecto sobre la regulación de ± 15 V ocasionada al agregar R_1.

15.10-2 Regulador ± 15 V para baja corriente

Dado que un amplificador operacional rara vez extrae más de 5 mA, se necesita sólo una fuente de ± 100 mA para suministrar suficiente alimentación a más de 20 amplificadores operacionales. Por tal razón en la figura 15-12(b) se muestra una fuente de baja potencia barata. El LM325H es una fuente doble de ± 15 V en un encapsulado metálico que puede generar ± 100 mA. Tiene una corriente interna límite y una protección térmica contra sobrecarga. (Compre un disipador de calor ajustable o pegue con resina epoxídica una pieza de aluminio de 2 × 2 pulg sobre la superficie de la parte superior.)

Observe que el LM325 tiene dos excelentes reguladores de voltaje incorporados en un solo circuito integrado. Los capacitores de salida almacenan energía para mejorar la respuesta transitoria. Se necesitan los capacitores de entrada si la fuente no regulada se encuentra a más de 4 pulgadas del LM325.

15-10.3 Fuente no regulada para reguladores de ±15 V

La fuente no regulada que se requiere se muestra en la figura 15-8. Seleccione:

1. $C^+ = C^- = 1000\ \mu F$ como mínimo tanto para fuentes de alimentación de alta corriente como para fuentes de alimentación de baja corriente, con WVDC = 30 V.
2. Para la fuente de ± 1 A, seleccione un transformador de 115 V/36 V con derivación central a 2 A. En el caso de una fuente de alimentación de ± 100 mA, escoja uno de 115 V/30 V con derivación central a 0.2 A.
3. Los diodos deberían especificarse para $I_{av} \geq 1.0$ A en el caso de una fuente de alta corriente y ≥ 0.1 A en el caso de una fuente de baja corriente. La especificación del voltaje de pico inverso deberían exceder, en ambos casos, 30 V (50 V es un tamaño estándar).

15-11 REGULADOR DE VOLTAJE POSITIVO AJUSTABLE DE TRES TERMINALES (EL LM317HV) Y REGULADOR DE VOLTAJE NEGATIVO (EL LM337HV)

Se requieren (1) voltajes regulados que sean variables para fuentes de laboratorio, (2) voltajes que *no* están disponibles como reguladores estándar de voltaje fijo, (3) un voltaje ajustable de mucha precisión o (4) ofrecer un precio más bajo a los

usuarios que desean tener gran cantidad de un tipo de regulador de circuito integrado para obtener varios voltajes regulados de salida.

De esta forma se inventaron las familias LM117 y LM137 de reguladores positivos y negativos ajustables de tres terminales, respectivamente. Son excelentes dispositivos con todos los circuitos de protección interna descritos al hablar de los reguladores en las secciones 15-9 y 15-10. Por ser tan flexibles, se utilizan en aplicaciones hostiles; de ahí que convenga incorporar los circuitos de protección externa mencionados en la sección 15-12.4.

15.12 VOLTAJE DE CARGA AJUSTABLE

15-12.1 Ajuste del voltaje regulado positivo de salida

El regulador de voltaje positivo LM317HV ajustable, tiene sólo tres terminales, como se muestra en la figura 15-13(a). La instalación es sencilla, como se muestra en la figura 15-13(b). El LM317 mantiene exactamente 1.25 V entre sus terminales de salida y ajuste. Este voltaje se llama V_{ref} y puede variar de circuito a circuito desde 1.20 a 1.30. Una resistencia de 240 Ω, R_1, se conecta entre esas terminales para conducir una corriente de 1.2 V/240 Ω = 5 mA. Esta corriente de 5 mA fluye a través de R_2. Si R_2 es ajustable, la caída de voltaje a través de ella, V_2, será igual a $R_2 \times 5$ mA. El voltaje de salida del regulador se establece por V_{R2} más la caída de 1.2 V a través de R_1. En términos generales, V_o está dado por

$$V_o = \frac{1.2 \text{ V}}{R_1}(R_1 + R_2) \tag{15-9a}$$

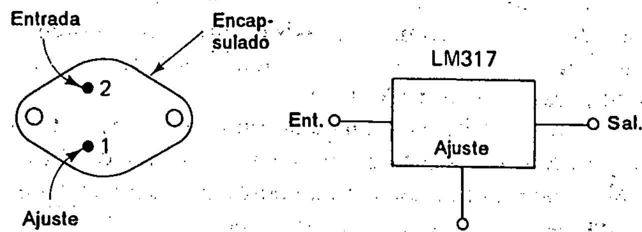
Normalmente, $R_1 = 240$ Ω. Por tanto, cualquier valor deseado de voltaje regulado de salida se establece mediante el ajuste fino de R_2 a un valor determinado por

$$V_o = 1.2 \text{ V} + (5 \text{ mA})(R_2) \tag{15-9b}$$

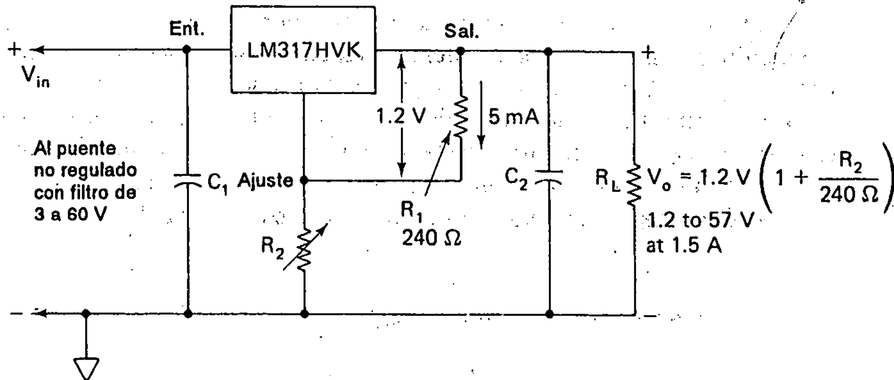
Por ejemplo, si se necesita un suministro de 5 V para lógica TTL, haga $R_2 =$ 760 Ω. Si se requiere un suministro de voltaje de ± 15 V para un amplificador operacional o un CMOS, haga $R_2 = 2760$ Ω. $R_2 = 2160$ Ω dará el voltaje de 12 V de automóvil. Si $R_2 =$ es un potenciómetro de 3 kΩ, V_o se podrá ajustar a cualquier voltaje entre 1.2 V (batería tamaño D) y 16.2 V.

15-12.2 Características del LM317HVK

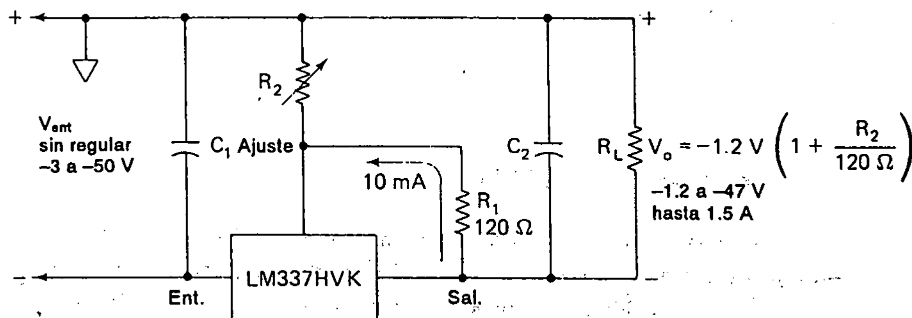
El LM317HVK proporcionará una corriente de salida regulada hasta de 1.5 A, siempre que no esté sujeto a disipación de potencia de más de 15 W (encapsulado



(a) Diagrama de conexión para el LM317K, con encapsulado de acero TO-3 y esquema del circuito



(b) Conexión del LM317HVK para actuar como regulador de voltaje positivo, ajustable



(c) Conexión del LM337HVK para accionar como regulador de voltaje negativo ajustable

FIGURA 15-13 Reguladores de circuito integrado de fácil uso de tres terminales positivo (LM317) y negativo (LM337).

TO-3). Esto significa que debe estar aislado eléctricamente de, y sujeto a, un gran disipador de calor tal como el chasis de metal de la fuente de alimentación. Una pieza de aluminio de 5 por 5 pulgadas también forma un disipador de calor adecuado (véase sección 15-10.1).

El LM317 requiere un voltaje mínimo de "caída" a través de sus terminales de entrada y salida o se saldrá de regulación. Por tanto, el límite superior V_o es 3 V abajo del voltaje mínimo de entrada desde la fuente no regulada.

Es buena práctica conectar capacitores en derivación ("0 y pass") C_1 y C_2 (1 µF de tantalio) como se muestra en la figura 15-13(b). C_1 minimiza los problemas causados por terminales largas entre el rectificador y el LM317. C_2 mejora la respuesta transitoria. Cualquier voltaje de rizo del rectificador se reducirá por un factor de más de 1000 si R_2 está derivado ("punteado") por un capacitor de tantalio de 1 µF o un capacitor electrolítico de aluminio de 10 µF.

El LM317HVK se protege por sí mismo contra sobrecalentamiento, demasiada disipación interna de potencia y demasiada corriente. Cuando la temperatura de la tableta alcanza 175°C, el 317 se apaga. Si el producto de la corriente de salida y el voltaje de entrada a salida excede de 15 a 20 W, o si se requieren corrientes mayores de 1.5 A, el LM317 también se apaga. Cuando se elimina la condición de sobrecarga, el LM317 simplemente reasume la operación. Todas estas características de protección son posibles por la notable circuitería interna del LM317.

15-12.3 Regulador de voltaje negativo ajustable

Un regulador de voltaje negativo ajustable con tres terminales también está disponible [vea el LM337HVK en la figura 15-3(c)]. El regulador negativo opera con el mismo principio que el regulador positivo excepto que R_1 es una resistencia de 120 Ω y el voltaje máximo de entrada se reduce a 50 V.

El voltaje V_o está dado por la ecuación (15-9b). Si R_1 = 120 Ω, entonces V_o depende de R_2 de acuerdo con

$$V_o = 1.25 \text{ V} + (10 \text{ mA})R_2 \qquad \textbf{(15-10)}$$

15-12.4 Protección externa

Se acostumbra conectar C_1 y C_2 a un regulador (figura 15-14) por las razones señaladas en la sección 15-12.2. Todo regulador debería estar equipado con un diodo D_i para protegerlo contra cortos en la entrada; de lo contrario, la capacitancia de carga puede enviar corriente hacia su salida y destruirlo.

Se incorporó el capacitor C_3 para mejorar notablemente el rechazo del voltaje de rizo de ca. Sin embargo, para el caso en que se produzca un corto circuito en la salida del regulador, el capacitor intentará enviar otra vez la corriente hacia la terminal de ajuste. En cambio, el diodo D_2 dirige esta corriente hacia el cortocircuito.

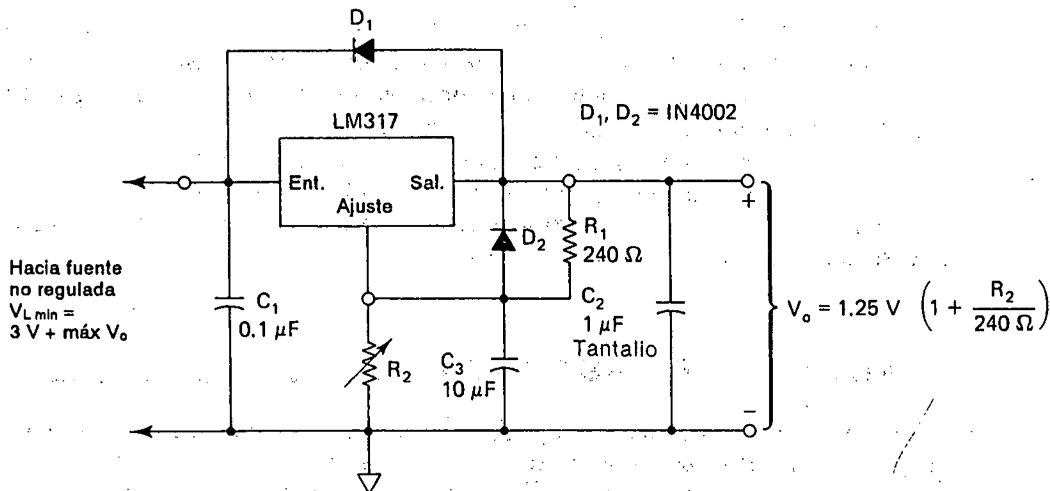


FIGURA 15-14 Fuente regulada positiva de voltaje variable, con protección externa. D_1 proteje al regulador de cortocircuito en la entrada y D_2 de los cortocircuitos en la salida.

15-13 REGULADOR DE VOLTAJE AJUSTABLE TIPO LABORATORIO

Los reguladores estándar positivo y negativo LM317K y LM337K se interconectan con otros componentes como lo indica la figura 15-15 constituyendo una fuente de alimentación bipolar ajustable, tipo laboratorio. Los encapsulados K de

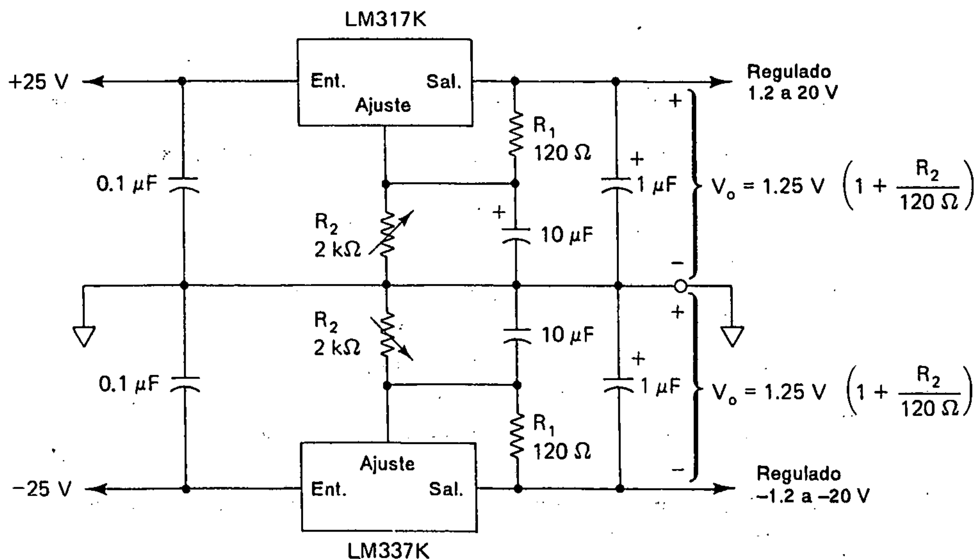


FIGURA 15-15 Regulador de voltaje bipolar ajustable de tipo laboratorio. Las salidas positiva y negativa pueden ajustarse independientemente para cualquier voltaje entre 1.2 y 20 V.

acero generarán fácilmente 1 A cada uno, si en los reguladores se realiza correctamente la disipación de calor (vea la ecuación 15-9.1). Una resistencia variable R_2 se puede ajustar para que cada regulador tenga un voltaje de salida regulado que fluctúe aproximadamente entre 1.2 m y 20 V.

La fuente no regulada posee los circuitos que se observan en la figura 15-8. Un diseño conservador escogerá (1) un transformador, 115 V con derivación central a 2 A, (2) diodos $I_{av} > 1$ A con un voltaje de pico inverso ≥ 50 V (IN 4002), y (3) capacitores de 1000 mF con WVDC ≥ 50 V.

EJERCICIOS DE LABORATORIO

Los reguladores que se muestran en el presente capítulo fueron construidos y utilizados en experimentos realizados por estudiantes, en el desarrollo de nuevos circuitos y en proyectos de investigación y desarrollo. Han soportado marcado abuso de trato, negligencia; y también se han utilizado de manera correcta.

Estos circuitos *no* deben construirse en tableros de conexión ordinario, sino en una tarjeta de circuito impreso o en tarjeta de conexiones. Hay que realizar adecuadamente la disipación de calor de los reguladores de circuitos integrados.

Es más fácil disipar el calor en el encapsulado de plástico TO-220. (Tienen una letra de código de encapsulado T; por ejemplo, 317T y 337T.) También son más fáciles de conectar a una tarjeta de circuito impreso y conseguir un rendimiento casi tan satisfactorio como con los encapsulados de acero. Si sólo puede obtener 300 mA del regulador, apriete los tornillos de montaje del disipador de calor luego de comprobar que se usó el compuesto térmico adecuado entre el regulador y el disipador.

PROBLEMAS

15-1. Un transformador tiene tasa nominal de 115 a 28 V rms a 1 A. ¿Cuál es el voltaje pico del secundario?

15-2. Se usa un transformador de 115 a 28 V en la figura 15-4(a). Encuentre V_{cd} sin carga.

15-3. Conforme decrece la corriente a cd de carga ¿qué sucede con (**a**) el voltaje de cd de carga; (**b**) el voltaje de ca de rizo?

15-4. En la figura 15-4, la tasa nominal del transformador es 115 a 28 V a 1 A. ¿Cuál es V_{cd} a una corriente a plena carga de $I_L = 0.5$ A?

15-5. Las mediciones de cd de una fuente de alimentación dan $V_{cdNL} = 17.8$ V y $V_{cdFL} = 13.8$ V a $I_{LFL} = 0.5$ A. Calcule (**a**) R_o; (**b**) el porcentaje de regulación.

15-6. ¿Qué lecturas de voltaje se obtendrían con un voltímetro de ca para voltajes de rizo de pico a pico de (**a**) 1 V; (**b**) 3 V?

15-7. El voltaje a plena carga de cd de una fuente de alimentación es 28 V y el voltaje de rizo de pico a pico es 6 V. Encuentre el voltaje de carga mínimo instantáneo.

15-8. En la figura 15-8 se instala un transformador de 110 V/28 V con derivación central. ¿Qué voltaje sin carga se mediría (a) entre las terminales 1 y 2; (b) de 1 a la derivación central (c) de 2 a la derivación central?

15-9. Encuentre el porcentaje de rizo en el ejemplo 15-7 si se cambia C a 2000 μF.

15-10. Diseñe una fuente de alimentación no regulada de puente de onda completa que genera + 15 V a 1 A, con menos de 5% de rizo. Suponga que $R_o = 8\ \Omega$. Seleccione el transformador de los valores disponibles de 115/12 V, 115/18 V y 115/24 V, todos ellos a 2 A. Los capacitores disponibles son de 500 μF y 1000 μF con WVDC = 50V.

15-11. Se tiene un transformador de 115/25.2 V a 3 A y C = 1000 μF en un rectificador de puente de onda completa. Suponga $R_o = 6\ \Omega$ e $I_{LFL} = 1$ A. Calcule (a) V_{cdNL}; (b) V_{cdFL}; (c) el porcentaje de regulación; (d) ΔV_o; (e) rizo; (f) V_{Lmin}.

15.12. Una fuente de alimentación no regulada tiene $V_{cdNL} = 18$ V, $V_{cdFL} = 10$ V a 1 A, $\Delta V_o = 5$ V y $C = 1000$ μF. Calcule ΔV_o si (a) duplica C a 2000 μF o si (b) reduce I a 0.5 A o bien (c) reduce I a 0.5 A y duplica C a 2000 μF.

15-13. Un voltímetro de ca indica un valor de 1.71 V_{rms} a través de la fuente de puente de onda completa y un voltímetro de cd indica 12 V_{dc}. Dibuje el valor esperado de V_L que se vería en un osciloscopio acoplado en cd para un intervalo de tiempo 16.7 ms (figura 15-7).

15.14. Si I_L mide 1 A en el problema 15-13, calcule (a) el valor de C; (b) el valor de R_L.

15-15. Cuando se necesita un voltaje regulado de salida de 24.0 V, si $R_1 = 240$ en la figura 15-3 (a), calcule el valor requerido de R_2.

15-16. Suponga que el regulador del problema 15-15 suministra una corriente de carga de 1.0 A. Si el voltaje excedente en cd de entrada es 30 V, muestre que el regulador debe disipar 6 W.

15-17. Calcule V_o si R_2 está en cortocircuito en (a) la figura 15-13(a). (b) figura 15-13(b).

15-18. Se tiene una resistencia ajustable $R_2 = 0$ a 2500 Ω en la figura 15-13(a). Obtenga los límites superior e inferior de V_o a medida que se ajusta R_2 de 2500 Ω a 0 Ω.

15-19. Suponga que una resistencia de 1200 Ω y un potenciómetro de 2500 Ω están conectados en serie en vez de la resistencia individual R_2 de la figura 15-13(a). Calcule los límites superior e inferior de V_o a medida que potenciómetro se ajusta de 2500 Ω a 0 Ω.

15-20. Si el voltaje de caída de un LM317 es 3 V, ¿cuál es el voltaje mínimo instantáneo de entrada del circuito regulador del problema 15-187.

15-21. Calcule los valores requeridos de R_2 en la figura 15-15 para obtener salidas de ± 12 V.

Respuestas a problemas selectos de número impar

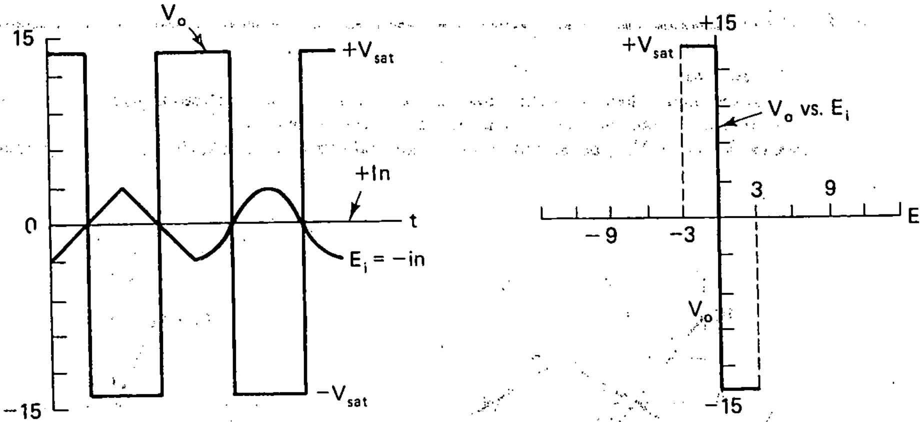
CAPITULO 1

1-1. Operación matemática
1-3. Número de identificación de parte
1-5. Tipo de encapsulado
1-7. Terminal 8
1-9. (a) La conexión común entre las fuentes positiva y negativa o bien con un símbolo de tierra. (b) Realizar todas las mediciones de voltaje respecto al punto común de la fuente.

CAPITULO 2

2-5. (a) $V_o = 0$ V (b) $I_{os} = 25$ mA (típico)

2-7.

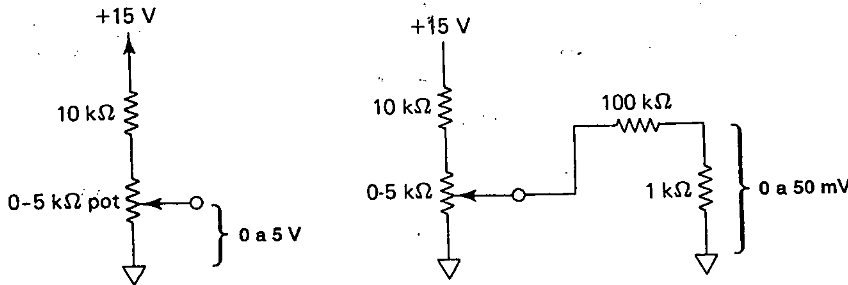


2-9

Problema	Ei aplicado a	tipo cruce por cero:
2-7:	entrada (–)	inversor
2-8:	entrada (+)	no inversor

2-11. (**a**) Si E_i se encuentra arriba de V_{ref}, V_o estará también arriba de 0 V a + V_{sat}. (**b**) Si la señal se conecta directamente (o bien a través de una resistencia) a la entrada (+), el circuito es no inversor.

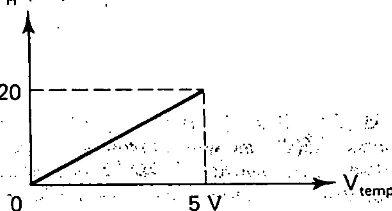
2-13 (**a**). Seleccione arbitrariamente primero un ajuste de 0-5 V. (**b**) Ahora necesitamos un divisor de 5 V/50 mV = 100 a 1. (**c**) Escoja una resistencia de aislamiento igual o mayor que 10 × 5 kΩ del potenciómetro. Seleccione 100 kΩ.



Por tanto, la resistencia del divisor es 100 kΩ + 100 o 1 kΩ.

2-15.

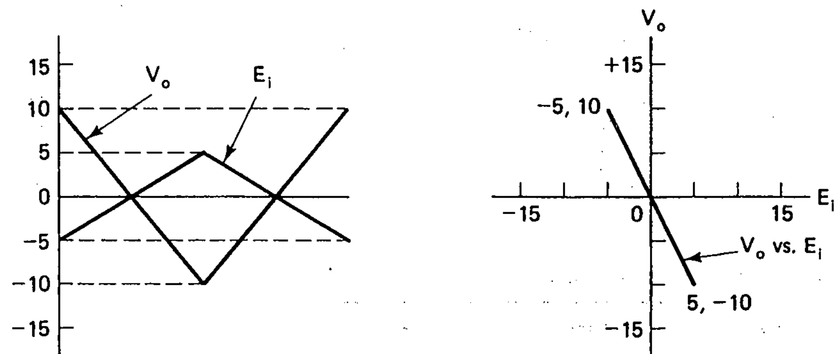
V_{temp} (V)	T_{hi} (ms)
0	0
5	10
10	20



CAPITULO 3

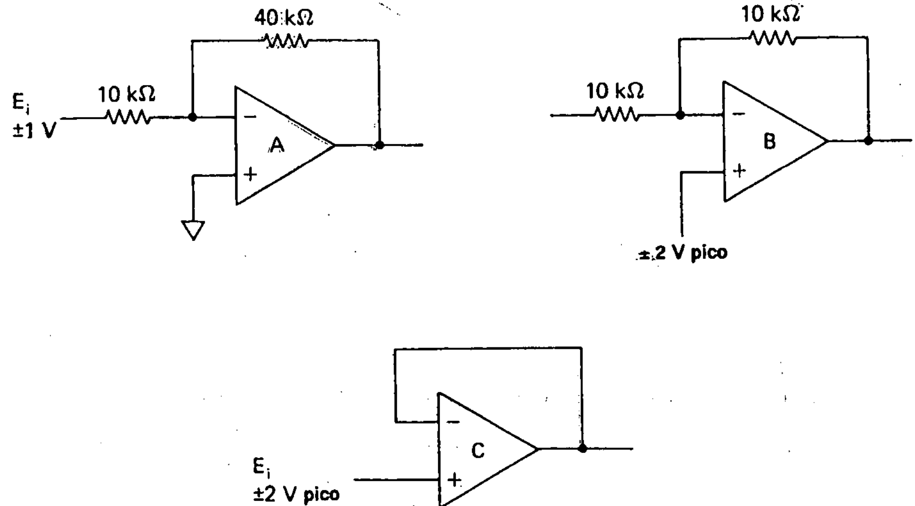
3-1. Negativo
3-3. Si un circuito tiene retroalimentación negativa y V_o no está saturado. (a) $E_d = 0$ V y (b) las entradas del amplificador operacional extraen una corriente despreciable de señal.
3-5. (a) $V_o = -10$ V, I_o del amplificador operacional consume −1 mA, (b) $V_o = 4$ V, I_o produce 0.4 mA

3-7.



3-9. Amplificador no inversor: (a) $V_o =$ V; (b) $V_o = -4$ V. En cambio, las magnitudes de la ganancia son iguales.
3-11. (a) $R_i = 10$ kΩ (b) $Rf = 50$ kΩ

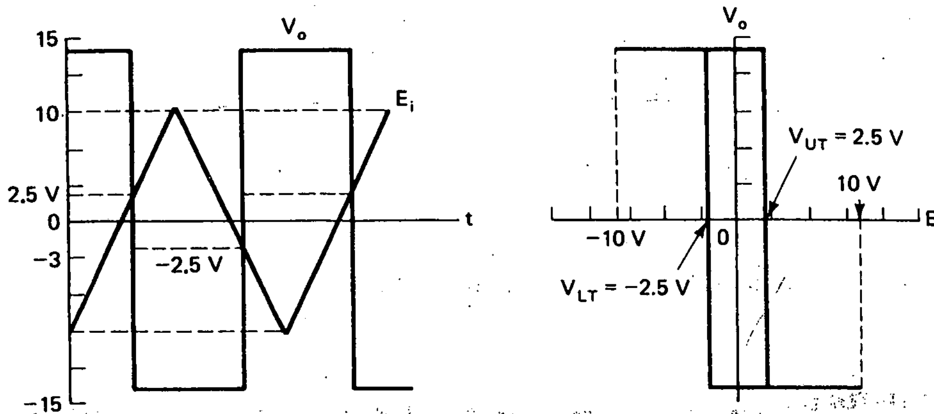
3-13.



3-17. (a) $R_{i3} = 10$ kΩ, $R_{f3} = 50$ kΩ (b) $R_{i1} = 50$ kΩ (c) $R_{i2} = 16.67$ kΩ.
3-19. Cambie la figura 3-15(a) como sigue: (1) conecte los seguidores de voltaje (figura 3-8) entre E_1 y su entrada y entre E_2 y su entrada. (2) Cambie R_f a 50 kΩ. Después el amplificador operacional B aplica una ganancia de −5 a cada canal. Por tanto, $V_o = (-E_1 \times -5) + E_2(-5) = 5E_1 - 5E_2 = 5(E_1 - E_2)$.

CAPITULO 4

4-3



4-5. (a) 500 Hz (b) 10 V (c) 6 V (d) − 6 V (e) 12 V
4-7. (a) $V_H = 1.5$ V, $V_{CTR} = -1.25$ V (b) $n - 20$ (c) − 1.19 V (d) $R = 10$ kΩ, $nR - 200$ kΩ
4-9. $V_H = 1.5$ V, $V_{CTR} = 1.25$ V (a) $n = 17.3$ para $\pm V_{sat} = \pm 13$ V, $R = 10$ kΩ, $nR = 173$ kΩ (b) $V_{ref} = -15$ V, mR = 100 kΩ **4-11.** 4.97 V ≅ 5 V **4-13.** $V_o = +5$ V **4-15.** 311

CAPITULO 5

5-1. (a) − 1 mA (b) − 2 V **5-5.** (a) 4.5 kΩ (b) 3.18 kΩ (c) 1.59 kΩ
5-7. (a) *pnp* (b) 100 mA (c) 5 V **5-9.** 500 Ω
5-11. (a) − 0.2 mA, − 1.0 V, − 2 V (b) 0.2 mA, 1 V, 2 V **5-13.** $I_L = 0$, $V_L = 0$; $V_o = +5$ V
5-15. Ver figuras 5-8 y 5-9. **5-17.** $I_L = 5$ mA **5-19.** $\theta = 64.2°$
5-23. $C = 1$ µF, $R_i = 159$ kΩ, $R_{resistores} = 300$ kΩ
5-25. 100°C = 373 K. El AD590 entrega 373 µA. En la figura 5-20(a) la corriente a través de R_F = 373 − 273 µA = 100 µA (R a izquierda). VR_F = 100 µA × 10 kΩ = 1000 mV = V_o,

$$V_o = \frac{10\text{ mV}}{°\text{C}} \times 100°\text{C} = 1000\text{ mV}.$$

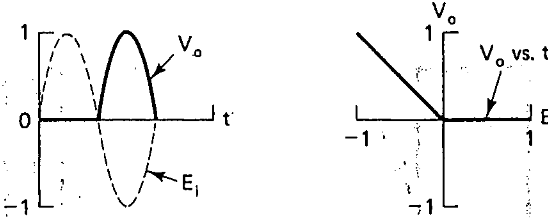
CAPITULO 6

6-1. (a) 6.9 V (b) − 6.9 V **6-3.** Sí; $R_f = 5$ kΩ **6-7.** ± 3 V; 1250 Hz
6-9. 9.4 V; 250 Hz **6-11.** (a) Amplificador de ganancia conmutada (b) Amplificador B; $V_o = V_{ref}$ (c) Con la terminal 9 en 1 V, V_o será una señal senoidal igual a V_{ref} con la terminal 9 en −1 V, V_o estará invertido respecto a Vref.
6-13. (a) 60° (b) 1.2 V **6-15.** Pick $C = 0.1$ µF. At 0.5 Hz, $R_i = 500$ kΩ; at 50 Hz, $R_i = 5$ kΩ

CAPITULO 7

7-1. 3 V

7-3.



7-5. Ver figura 7-5. 7-9. Ver figura 7-14. 7-11. Ver figuras 7-18(b) y 7-17.

CAPITULO 8

8-1. $V_o = -1$ V 8-3. $V_o = 0$ V 8-5. (a) −200 mV (b) 0 V
8-7. $V_o = -2\text{ V}\left(1 + \frac{2}{a}\right)$ 8-9. (a) 0.143 V (b) $a = 0.1$ 8-11. (a) $V_o = 5.0$ V (b) 2.5 V
8-13. (a) Abajo (b) 10 mA (c) 1 V (d) 11 V 8-15. (a) V_o positivo (b) V_o decrece
8-17. Gráfico V_o en función de la temperatura usando los datos de la tabla 8-2. Selecciona E_i = positivo y una refencia en el límite inferior de temperatura. 8-19. (a) V_o = 25 mV (b) V_o = 50 mV (c) V_o = 100 mV

CAPITULO 9

9-3. $I_{B-} = 0.2\ \mu$A 9-5. $V_o = 2.2$ V 9-7. $V_o = -2.5$ mV 9-9. $V_{io} \cong 2$ mV
9-11. $R_c = 5$ kΩ 9-13. $\Delta V_o = \pm 101$ mV
9-15. (a) $V_{io} = 1$ mV (b) $I_{B-} = 0.2\ \mu$A (c) $I_{B+} \simeq 1\ \mu$A

CAPITULO 10

10-1. 200,000 10-3. 5 MHz 10-9. $A_{CL} = 990$
10-11. (a) $f_H = 100$ kHz (b) $A_{CL} = 70.7$ 10-13. $f_{max} = 15.92$ kHz 10-15. 6
10-17. Disminuyen

CAPITULO 11

11-5. R = 7.2 kΩ 11-7. $|V_o| = 0.707$ a f_c. Hay un ángulo de fase de 45° a f_c por cada capacitor.
11-9. f_c = 11.2 kHz 11-11. ω_c = 25 krad/s 11-13. R = 8 kΩ
11-15. R_1 = 14 kΩ, R_2 = 7.07 kΩ 11-17. R_3 = 6.35 kΩ, k$R1$ = 12.7 kΩ, R_2 = 3.17 kΩ

11-19. (a) 10 Hz (b) 60 Hz (c) 6
11-21. 3000 Hz **11-23.** $Q = 0.35$
11-25. (a) Conecte un filtro pasabanda a un sumador inversor como se indica en la figura 11-15, (b) $f_L = 92$ Hz, $f_H = 177$ Hz

CAPITULO 12

12-1. (a) Vo = 2.5 V (b) Vo = – 2.5 V (c) Vo = – 2.5 V (d) Vo = 2.5 V
12-5. (a) 3.2 kV (b) pico a 800Hz **12-7.** Vodc = 4.33 V
12-9. Superior = 16 a 17 kHz; inferior = 13 a 14 kHz **12-11.** Se elimina la portadora
12-13. 955 kHz.

CAPITULO 13

13-3. 70 Hz **13-5.** 107 Hz **13-7.** 3.1 kΩ **13-9.** 6.95 ms
13-11. 1 ms < t_{alto} < 2 ms, R_A = 15 kΩ para t_{alto} = 1.65 ms **13-13.** 170 ms
13-15. (a) 50 ms (b) 600 ms (c) 12.75 s **13-17.** 62.5 Hz

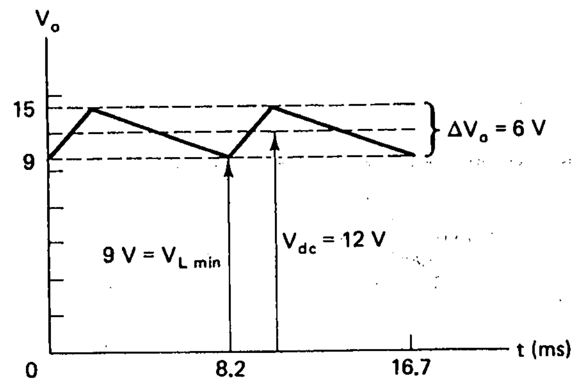
CAPITULO 14

14-3. (a) 1024 (b) 1.023 V
14-5. (a) 5 kΩ (b) 0.125 mA (c) 0.625 V/bit (d) V_o = 0.625 V × D (e) 9.375 V
14-7. V_o = 0.04 V; 5.12 V = voltaje a través de la resistencia de retroalimentación
14-9. AD558—no; DAC-08—sí
14-11. (a) V_o = 10 mV/bit × D (b) 1.28 V
14-13. (a) 83.33 ms (b) referencia de fase integrada: V_{ref} = – 50 mV, T_2 = 41.65 ms (c) 500 pulsos
14-15. Conversión
14-17. Terminal a tierra 11
14-19. (a) 10 μS (b) 100,000 conversión (c) Véase el ejemplo 14-15
14-21. 255

CAPITULO 15

15-1. 38 V **15-3.** (a) Disminuye (b) Aumenta **15-5.** (a) 8 Ω (b) 29%
15-7. V_L = 25 V **15-9.** 6.1%
15-11. (a) E_m = 35.3 V (b) V_{dcFL} = 29.3 V (c) 20% (d) 1.42 V (e) 4.9% (f) 26.8 V

15-13. (a) 6.0 V (b) ΔV_o centrado en $V_{cd} = 12$ V
(c) Forma de onda



15-15. $R_2 = 4560\ \Omega$ **15-17.** (a) 1.2 V (b) − 1.2 V **15-19.** 7.2 a 19.7 V
15-21. $R_2 = 1032\ \Omega$

APENDICE 1

Amplificador operacional con frecuencia compensada*

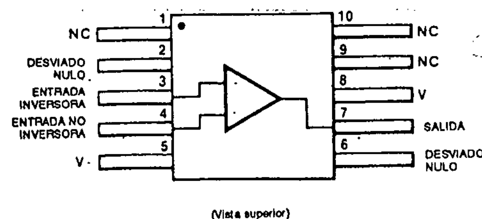
*Cortesía de Fairchild Semiconductor, una división de Fairchild and Instruments Corporation.

Descripción general

El NA741 es un amplificador operacional monolítico de alto rendimiento construido usando el proceso epitaxial Fairchild Planar*. Está destinado a una amplia gama de aplicaciones análogas. El elevado alcance de voltajes en modo común y la ausencia de tendencias a enganche hace ideal al N741 para utilizarse como seguidor de voltaje. La alta ganancia y el amplio alcance de voltaje de operación proporcionan un rendimiento superior como integrador, amplificador, sumador, y amplificaciones generales de retroalimentación.

- NO REQUIERE COMPENSACION DE FRECUENCIA
- PROTECCION CONTRA CORTOCIRCUITO
- CAPACIDAD DE DESVIACION DE VOLTAJE NULO
- GRANDES ALCANCES EN MODO COMUN Y VOLTAJE DIFERENCIAL
- BAJO CONSUMO DE POTENCIA
- SIN ENGANCHE

Diagrama de conexiones de un encapsulado plano de 10 terminales



(Vista superior)

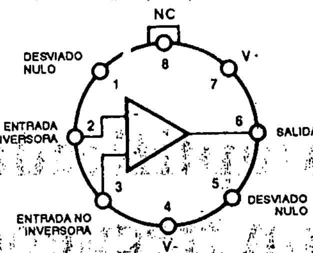
Información para orden

Tipo	Encapsulado	Código	No. de parte
µA741	Plano	3F	µA741FM
µA741A	Plano	3F	µA741AFM

Especificaciones máximas absolutas

Voltaje de alimentación	
µA741A, µA741, µA741E	± 22V
µA741C	± 18 V
Disipación interna de energía (Véase Nota 1)	
Encapsulado metálico	500 MW
DIP	310 mW
Encapsulado plano	570 mW
Voltaje diferencial de entrada	± 30 V
Voltaje de entrada	± 15 V
Márgenes de temperatura de almacenamiento	
Encapsulado metálico y plano	− 65°C a + 150°C
DIP	− 55°C a + 125°C

Diagrama de conexiones de un encapsulado metálico de 8 terminales



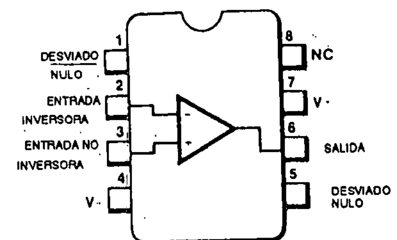
(Vista superior)

Nota: La terminal 4 está conectada a la caja

Información para orden

Tipo	Encapsulado	Código	Núm. de parte
µA741	Metálico	5W	µA741HM
µA741A	Metálico	5W	µA741AHM
µA741C	Metálico	5W	µA741HC
µA741E	Metálico	5W	µA741EHC

Diagrama de conexiones de un DIP de 8 terminales



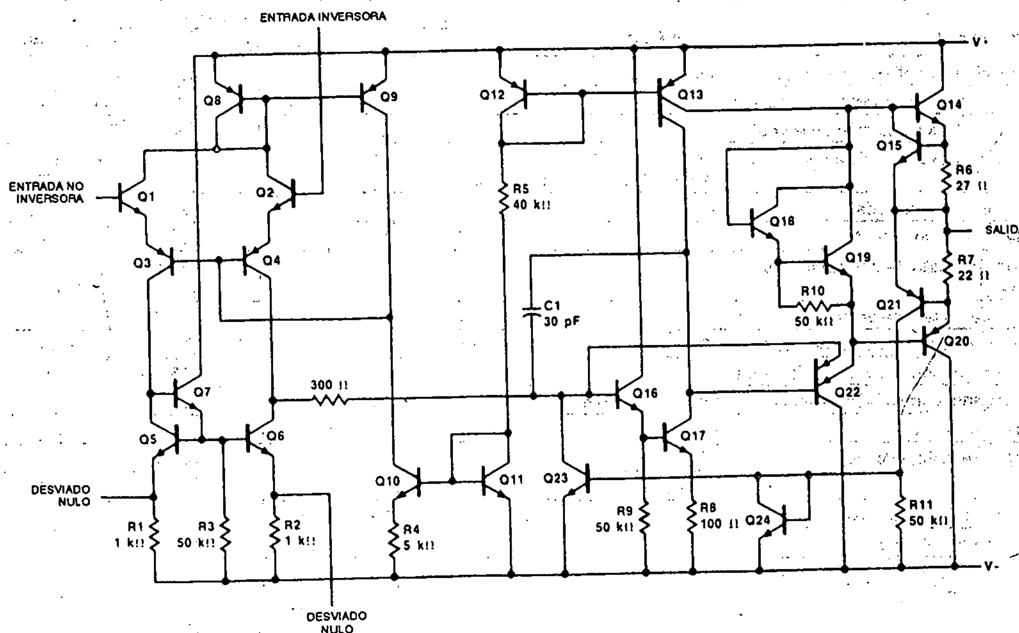
(Vista superior)

Información para orden

Tipo	Encapsulado	Código	No. de parte
µA741C	DIP moldeado	9T	µA741TC
µA741C	DIP de ceramica	6T	µA741RC

Márgenes de temperatura de operación Militar (µA741A, µA741)	− 55°C a + 125°C
comercial (µA741E, µA741C)	0°C a + 70°C
Temperatura en terminal (Soldadura)	
Encapsulado metálico, plano y DIP de cerámica (60 segundos)	300°C
DIP moldeado (10 segundos)	260°C
Duración de corto circuito de salida (Nota 3)	Indefinida

Circuito equivalente



Notas

1. La especificación se aplica a temperaturas ambiente hasta 70°C. Por arriba de 70°C la especificación disminuye linealmente a 6.3 mW/°C para el encapsulado metálico, 7.1 mW/°C para el encapsulado plano y 5.6 mW/°C para el DIP.
2. Para voltajes de alimentación menores de ± 15 V, el valor mínimo de voltaje de entrada es igual al voltaje de alimentación.
3. El corto circuito puede ser a tierra o a cualquier alimentación. La especificación se aplica a una temperatura de caja de + 125°C o a 75°C de temperatura ambiente.

µA741 y µA741C
Características eléctricas $V_S = \pm 15$ V, $T_A = 25$°C a menos que se especifique otra cosa

Características	Condiciones	µA741			µA741C			Unidades
		Mín	Tip	Máx	Mín	Tip	Máx	
Desviación de voltaje de entrada	RS ≤ 10 kW		1.0	5.0		2.0	6.0	mV
Desviación en la corriente de entrada			20	200		20	200	nA
Corriente de polarización de entrada			80	500		80	500	nA
Relación de rechazo de alimentación	$V_S = +10, -20$ $V_S = +20, -10$ V, $R_S = 50\ \Omega$		30	150		30	150	µV/V
Resistencia de entrada		.3	2.0		.3	2.0		MΩ
Capacitancia de entrada			1.4			1.4		pF
Rango de ajuste de desviación de voltaje			± 15			± 15		mV
Rango de voltaje de entrada					± 12	± 13		V
Relación de rechazo en modo común	$R_S \leq 10$ kΩ				70	90		dB
Corriente de corto circuito en la salida			25			25		mA
Alta ganancia de señal de voltaje	$R_L \geq 2$ kΩ, $V_{OUT} = \pm 10$ V	50k	200k		20k	200k		
Resistencia de salida			75			75		Ω
Cambio de voltaje de salida	$R_L \geq 10$ kΩ				± 12	± 14		V
	$R_L \geq 2$ kΩ				± 10	± 13		V
Corriente de alimentación			1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Consumo de energía			50	85		50	85	mW
Respuesta transitoria (ganancia unitaria) — Tiempo de elevación	$V_{IN} = 20$ mV, $R_L = 2$ kΩ, $C_L \leq 100$ pF		.3			.3		µs
Respuesta transitoria (ganancia unitaria) — Sobre-oscilación			5.0			5.0		%
Ancho de banda (Nota 4)			1.0			1.0		MHz
Rango de balanceo	$R_L \geq 2$ kΩ		.5			.5		V/µs

Notas

4. Valor calculado de $BW(MHz) = \dfrac{0.35}{\text{Tiempo de elevación } (\mu s)}$
5. Todo $V_{CC} = 15$ V para µA741 y µA741C.
6. Corriente máxima de alimentación para todos los dispositivos
   25°C = 2.8 mA
   125°C = 2.8 mA
   − 55°C = 3.3 mA

µA741 y µA741C
Características eléctricas (Cont.) Las siguientes especificaciones se aplican al rango de $-55^{\circ}C \leq T_A \leq 125^{\circ}C$ para µA741, $0^{\circ} \leq T_A \leq 70^{\circ}C$ para µA741C

Características	Condiciones	µA741			µA741C			Unidades
		Mín	Tip	Máx	Mín	Tip	Máx	
Desviación de voltaje de entrada							7.5	mV
	$R_S \leq 10 k\Omega$		1.0	6.0				mV
Desviación de corriente de entrada							300	nA
	$T_A = +125^{\circ}C$		7.0	200				nA
	$T_A = -55^{\circ}C$		85	500				nA
Polarización de corriente de entrada							800	nA
	$T_A = +125^{\circ}C$		.03	.5				µA
	$T_A = -55^{\circ}C$		.3	1.5				µA
Rango de voltaje de entrada		± 12	± 13					V
Relación de rechazo en modo común	$R_S \leq 10 k\Omega$	70	90					dB
Ajuste para desviación de voltaje de entrada			± 15			± 15		mV
Relación de rechazo de voltaje de alimentación	$V_S = +10, -20$; $V_S = +20, -10$ V, $R_S = 50\ \Omega$		30	150				mV/V
Variación de voltaje de entrada	$R_L \geq 10 k\Omega$	± 12	± 14					V
	$R_L \geq 2 k\Omega$	± 10	± 13		± 10	± 13		V
Alta ganancia de señal de voltaje	$R_L = 2 k\Omega$, $V_{OUT} = \pm 10$ V	25k			15k			
Corriente de alimentación	$T_A = +125^{\circ}C$		1.5	2.5				mA
	$T_A = -55^{\circ}C$		2.0	3.3				mA
Consumo de energía	$T_A = +125^{\circ}C$		45	75				mW
	$T_A = -55^{\circ}C$		60	100				mW

Notas

4. Valor calculado de $BW(MHz) = \frac{0.35}{\text{Tiempo de elevación } (\mu s)}$
5. Todo $V_{CC} = 15$ V para µA741 y µA741C.
6. Corriente máxima de alimentación para todos los dispositivos
   25°C = 2.8 mA
   125°C = 2.8 mA
   − 55°C = 3.3 mA

μA741A y μA741E
Características eléctricas $V_S = \pm 15$ V, $T_A = 25$°C a menos que se especifique otra cosa

Características	Condición	μA741A/E Mín	Tip	Máx	Unidades
Desviación de voltaje de entrada	RS ≤ 50 Ω		0.8	3.0	mV
Deriva promedio de la desviación de voltaje de entrada				15	μV/°C
Desviación en la corriente de entrada			3.0	30	nA
Deriva promedio de la desviación de voltaje de entrada				0.5	nA/°C
Polarización de corriente de entrada			30	80	nA
Relación de rechazo de alimentación	V_S = + 10, − 20; V_S = + 20 V, − 10 V, R_S = 50 Ω		15	50	mV/V
Corriente de corto circuito en la entrada		10	25	40	mA
Consumo de energía	V_S = ± 20 V		80	150	mW
Impedancia de entrada	V_S = ± 20 V	1.0	6.0		MΩ
Alta ganancia de señal de voltaje	V_S = ± 20 V, R_L = 2 kΩ, V_{OUT} = ± 15 V	50	200		V/mV
Respuesta transitoria (ganancia unitaria) — Tiempo de elevación			0.25	0.8	μs
Respuesta transitoria (ganancia unitaria) — Sobreoscilación			6.0	20	%
Ancho de banda (Nota 4)		.437	1.5		MHz
Rango de balanceo	V_{IN} = ± 10 V	0.3	0.7		V/μs

Las siguientes especificaciones se aplican al rango de −55°C ≤ T_A ≤ 125°C para el 741A, y 0°C ≤ T_A ≤ 70°C para el 741E

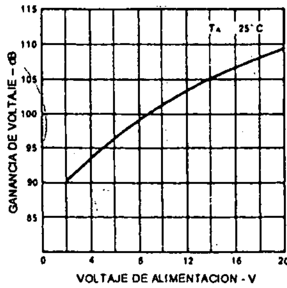
Características	Condición	Mín	Tip	Máx	Unidades
Desviación del voltaje de entrada				4.0	mV
Desviación de corriente de entrada				70	nA
Polarización de corriente de entrada				210	nA
Relación de rechazo en modo común	V_S = ± 20 V, V_{IN} = ±15 V, R_S = 50 Ω	80	95		dB
Ajuste para desviación de voltaje de entrada	V_S = ± 20 V	10			mV
Corriente de corto circuito en la entrada		10		40	mA
Consumo de energía	V_S = ± 20 V, μA741A, −55°C			165	mW
	V_S = ± 20 V, μA741A, +125°C			135	mW
	V_S = ± 20 V, μA741E			150	mW
Impedancia de entrada	V_S = ± 20 V	0.5			MΩ
Deriva de voltaje de salida	V_S = ± 20 V, R_L = 10 kΩ	± 16			V
	V_S = ± 20 V, R_L = 2 kΩ	± 15			V
Alta ganancia de señal de voltaje	V_S = ± 20 V, R_L = 2 kΩ, V_{OUT} = ± 15 V	32			V/mV V/mV
	V_S = ± 5 V, R_L = 2 kΩ, V_{OUT} = ± 2 V	10			V/mV

Notas

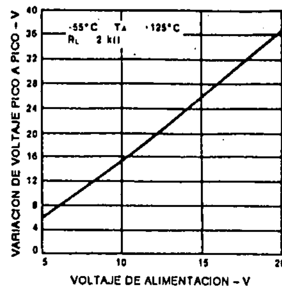
4. Valor calculado de BW(MHz) = $\frac{0.35}{\text{Tiempo de elevación } (\mu s)}$
5. Todo V_{CC} = 15 V para μA741 y μA741C.
6. Corriente máxima de alimentación para todos los dispositivos
   25°C = 2.8 mA
   125°C = 2.8 mA
   − 55°C = 3.3 mA

Curvas típicas de desempeño para µ741A y µA741

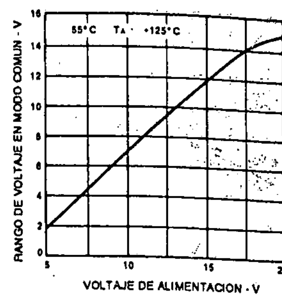
Ganancia de voltaje en lazo abierto como función del voltaje de alimentación



Variación de voltaje de salida como función del voltaje de alimentación

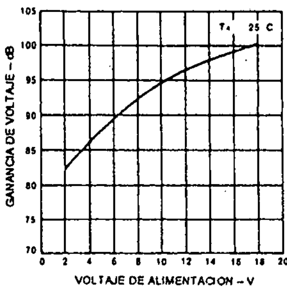


Voltaje de entrada en modo común como función del voltaje de alimentación

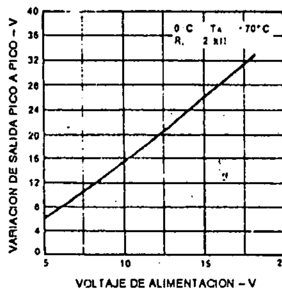


Curvas típicas de desempeño para µA741E y µA741C

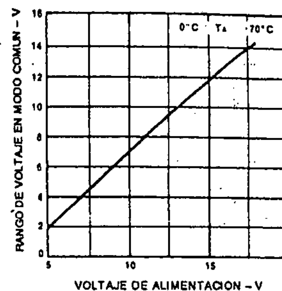
Ganancia de voltaje en lazo abierto como función del voltaje de alimentación



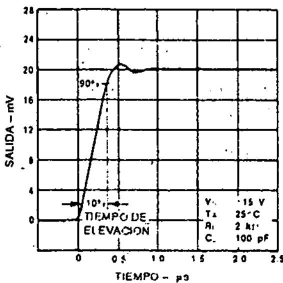
Cambio de voltaje de salida como función del voltaje de alimentación



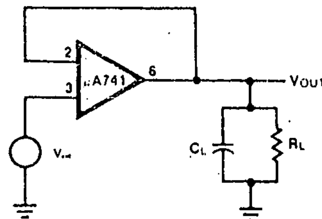
Rango de voltaje de entrada en modo común como función del voltaje de alimentación



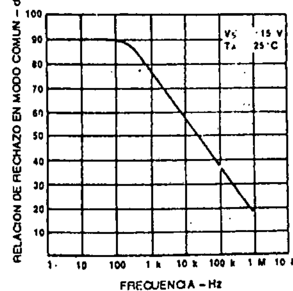
Respuesta transitoria



Circuito de prueba de respuesta transitoria

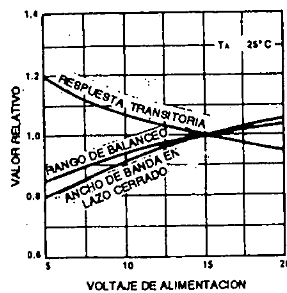


Relación de rechazo en modo común como función de la frecuencia

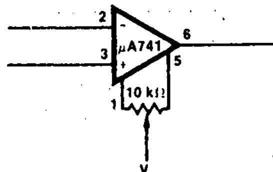


Curvas típicas de desempeño para μA741E y μA741C (Cont.)

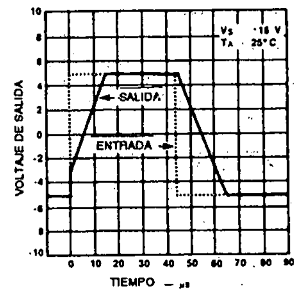
Características de frecuencia como función del voltaje de alimentación



Circuito de desviado nulo de voltaje

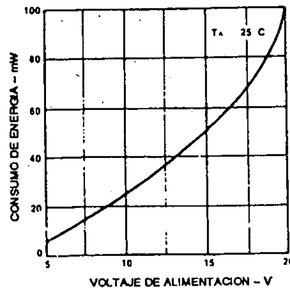


Seguidor de voltaje de alta señal de respuesta de pulso

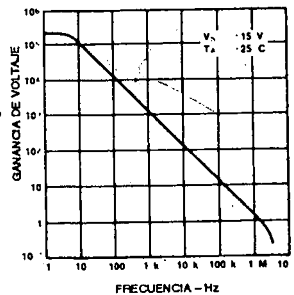


Curvas típicas de desempeño para μA741A, μA741, μA741E y μA741C

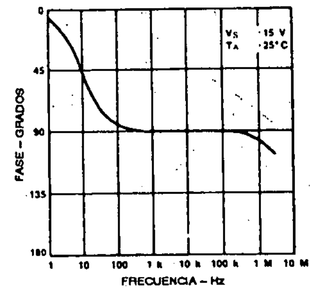
Consumo de energía como función del voltaje de alimentación



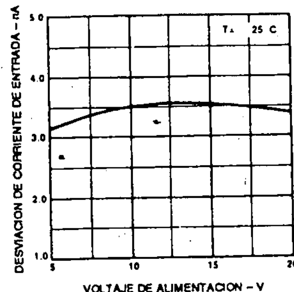
Ganancia de voltaje en lazo abierto como función de la frecuencia



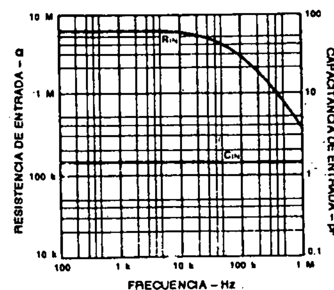
Respuesta en fase de lazo abierto como función de la frecuencia



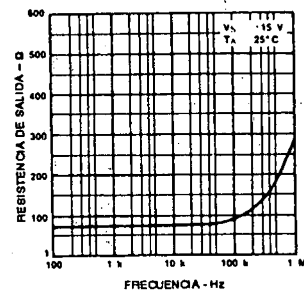
Desviación de voltaje de entrada como función del voltaje de alimentación



Resistencia de entrada y capacitancia de entrada como función de la frecuencia

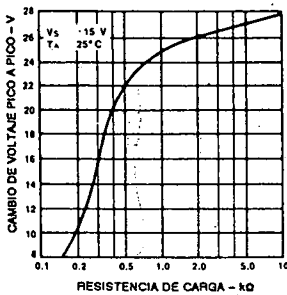


Resistencia de entrada como función de la frecuencia

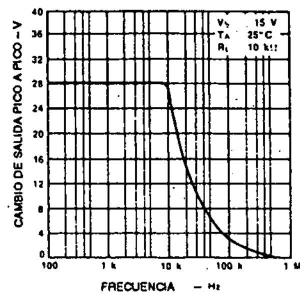


Curvas típicas de desempeño para μA741A, μA741, μA741E y μA741C (Cont.)

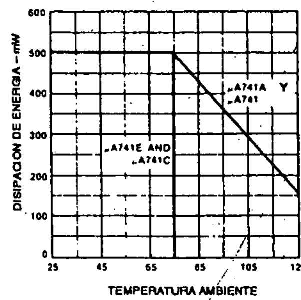
Cambio de voltaje de salida como función de la resistencia de carga



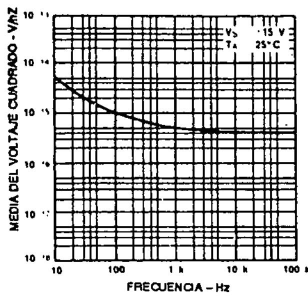
Variación de voltaje de salida como función de la frecuencia



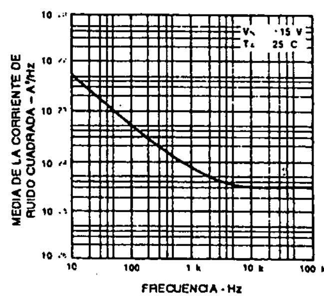
Disipación de energía máxima absoluta como función de la temperatura ambiente



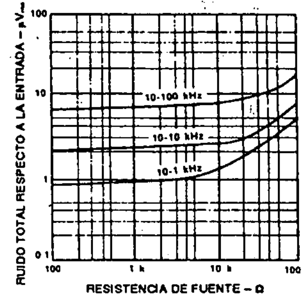
Voltaje de ruido de entrada como función de la frecuencia



Corriente de ruido de entrada como función de la frecuencia

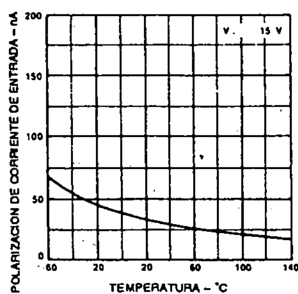


Ruido de banda ancha para varios anchos de banda

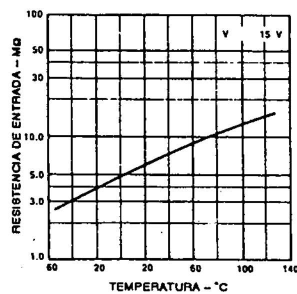


Curvas típicas de desempeño para μA741A y μA741

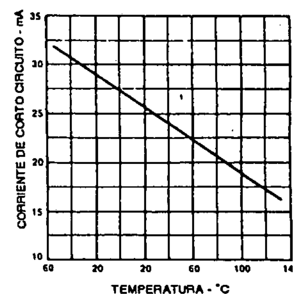
Polarización de corriente de entrada como función de la temperatura ambiente



Resistencia de entrada como función de la temperatura ambiente

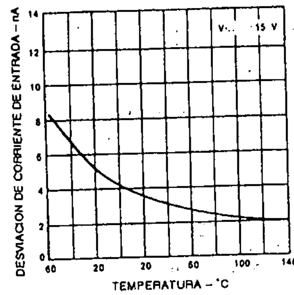


Corriente de corto circuito en la salida como función de la temperatura ambiente

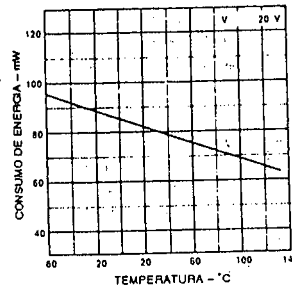


Curvas típicas de desempeño para μA741A y μA741 (Cont.)

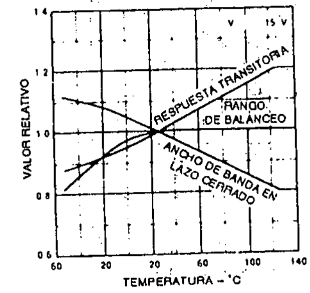
Desviación de corriente de entrada como función de la temperatura ambiente



Consumo de energía como función de la temperatura ambiente

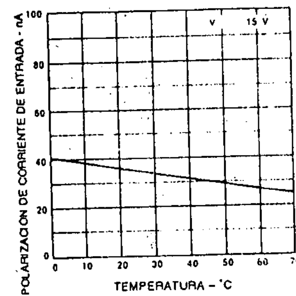


Características de frecuencia como función de la temperatura ambiente

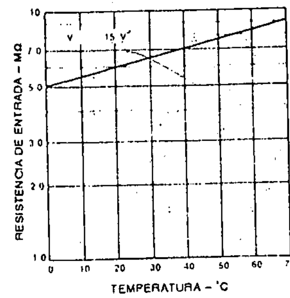


Curvas típicas de desempeño para μA741E y μA741C

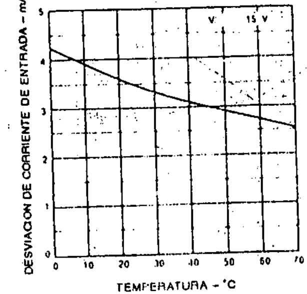
Polarización de corriente de entrada como función de la temperatura ambiente



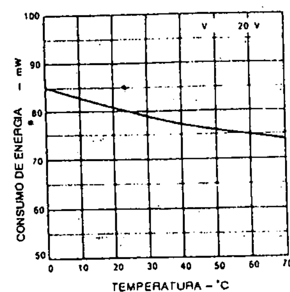
Resistencia de entrada como función de la temperatura ambiente



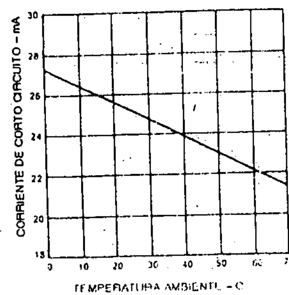
Desviación de corriente de entrada como función de la temperatura ambiente



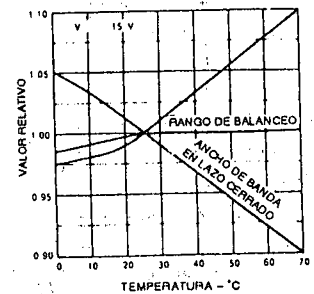
Consumo de energía como función de la temperatura ambiente



Corriente de corto circuito en la entrada como función de la temperatura ambiente



Características de frecuencia como función de la temperatura ambiente



APENDICE 2

Amplificador operacional LM301A*

* Cortesía de la National Semiconduct Corporation

Descripción general.

Los amplificadores operacionales de la serie LM101 para operaciones de propósito general tienen como característica un rendimiento mejorado con respecto a estándars industriales como el LM709. Las técnicas de procesamiento avanzadas permiten un orden de reducción de magnitud en corrientes de entrada, y un nuevo diseño de los circuitos de polarización reduce la variación de temperatura de corriente de entrada. Las especificaciones mejoradas incluyen:

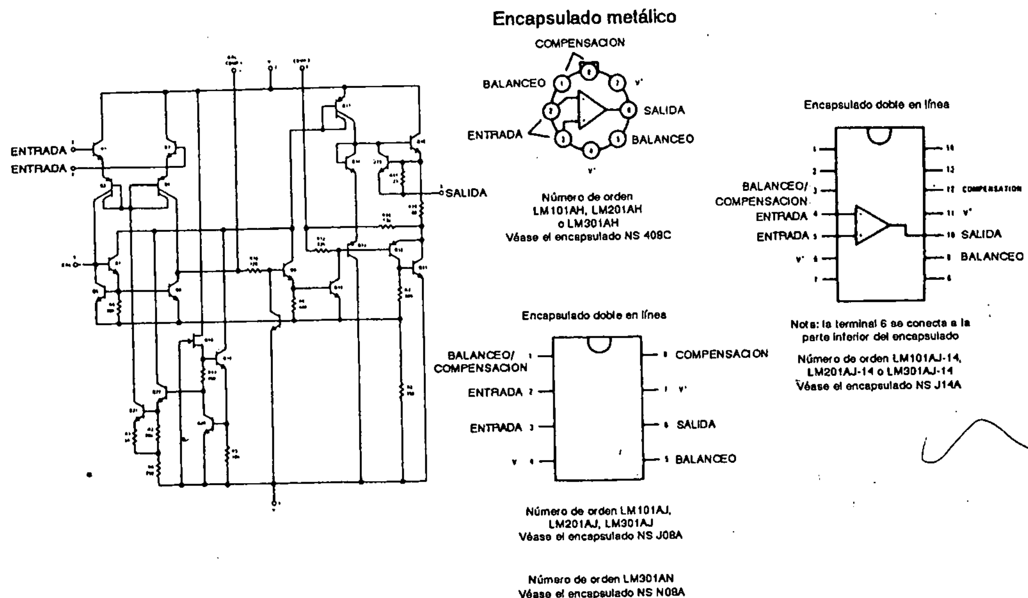
- Voltaje de balance de 3 m/V máximo sobre temperatura (LMI0IA/LM201A)
- Corriente de entrada de 100 nA máximo sobre temperatura (LM101A/LM) (LM201A)
- Corriente de balance de 20 mA máximo sobre temperatura (LM101A/LM201A)
- Características de variación garantizadas
- Balances garantizados en el modo común completo y rangos de voltaje de suministro
- Rango de sesgo de 10/NS como amplificador sumador

Este amplificador ofrece muchas caracterísitcas que hacen que su aplicación sea casi a prueba de equivocaciones: protección contra sobrecarga en la entrada y la salida, no hay enganche cuando se excede el rango de modo común, libertad de oscilaciones y compensación con un capacitor de 30 pF. Tiene ventajas sobre los amplificadores compensados intencionalmente, en que la compensacion de frecuencia puede ajustarse a la medida de una aplicación particular. Por ejemplo, en circuitos de baja frecuencia puede sobrecompensarse para aumentar el margen de estabilidad o, bien, la compensación puede optimizarse en rendimientos de alta frecuencia en la mayor parte de las aplicaciones.

Además, el dispositivo proporciona mayor precisión y menos ruido en circuitos de baja impedancia. Las bajas corrientes de entrada también lo hacen adecuado, en particular para integradores o temporizadores de largo intervalo, circuitos muestra y de retención y generadores de forma de onda de baja frecuencia. Asimismo, sustituye circuitos donde los pares de transistores igualados refuerzan las entradas de amplificadores operacionales con circuitos integrados; puede dar baja desviación de voltaje y derivación a costo reducido.

El LM101A está garantizado para un rango de temperatura de 55°C a + 125°C, el M201A de –25°C a + 85°C, y el LM301A de 0 a 70°C.

Diagramas esquemáticos y de conexión** (vistas superiores)



**Las conexiones de terminal que se muestran son para encapsulado metálico

Valores nominales máximos absolutos

	LM101A/LM201A	LM301A
Voltaje de alimentación	± 22V	±18V
Disipación de energía	500 mW	500 mW
Voltaje diferencial de entrada	±30V	±30V
Voltaje de entrada (Nota 2)	±15V	±15V
Duración de la salida en cortocircuito (Nota3)	Indefinida	Indefinida
Rango de temperatura de operación	−55°C a + 125°C (LM101A) −25°C a + 85°C (LM201A)	0°C a + 70°C
Rango de temperatura de almacenamiento	−65°C a + 150°C	−65°C a + 150°C
Temperatura en terminal (Soldadura, 10 segundos)	300°C	300°C

Características eléctricas (Nota 4)

PARAMETROS	CONDICIONES	LM101A/LM201A			LM301A			UNIDADES
		MIN	TIP	MAX	MIN	TIP	MAX	
Desviación de voltaje de entrada	$T_A = 25^\circ C$							
LM101A LM201A, LM301A	$R_S \leq 50\ k\Omega$		0.7	2.0		2.0	7.5	mV
Desviación de corriente de entrada	$T_A = 25^\circ C$		1.5	10		3.0	50	nA
Corriente de polarización de entrada	$T_A = 25^\circ C$		30	75		70	250	nA
Resistencia de entrada	$T_A = 25^\circ C$	1.5	4.0		0.5	2.0		MΩ
Corriente de alimentación	$T_A = 25^\circ C$							
	$V_S = \pm 20V$		1.8	3.0				mA
	$V_S = \pm 15V$					1.8	3.0	mA
Ganacia en señal intensa de voltaje	$T_A = 25^\circ C$, $V_S = \pm 15V$	50	160		25	160		V/mV
	$V_{OUT} = \pm 10V$, $R_L \geq 2\ k\Omega$							
Desviación de voltaje de entrada	$R_S \leq 50\ k\Omega$			3.0			10	mV
	$R_S \leq 10\ k\Omega$							mV
Temperatura promedio, coeficiente	$R_S \leq 50\ k\Omega$		3.0	15		6.0	30	μV/°C
de entrada de desviación de voltaje	$R_S \leq 10\ k\Omega$							μV/°C
Desviación de corriente de entrada				20			70	nA
	$T_A = T_{MAX}$							nA
	$T_A = T_{MIN}$							nA
Temperatura promedio, coeficiente	$25^\circ C \leq T_A \leq T_{MAX}$		0.01	0.1		0.01	0.3	nA/°C
de entrada de desviación de corriente	$T_{MIN} \leq T_A \leq 25^\circ C$		0.02	0.2		0.02	0.6	nA/°C
Corriente de polarización de entrada				0.1			0.3	μA
Corriente de alimentación	$T_A = T_{MAX}$, $V_S = \pm 20V$		1.2	2.5				mA
Ganancia de señal intensa de voltaje	$V_S = \pm 15V$, Vsal = ± 10V, $R_L \geq 2k$	25			15			V/mV
Verificación de voltaje en la salida	$V_S = \pm 15V$							
	$R_L = 10k\Omega$	±12	±14		±12	±14		V
	$R_L = 2k\Omega$	±10	±13		±10	±13		V
Rango de voltaje de entrada	$V_S = \pm 20V$	±15						V
	$V_S = \pm 15V$		±15, −13		±12	±15, −13		V
Relación de rechazo en modo común	$R_S \leq 50\ k\Omega$	80	96		70	90'		dB
	$R_S \leq 10\ k\Omega$							dB
Relación de rechazo de voltaje de alimentación	$R_S \leq 50\ k\Omega$	80	96		70	96		dB
	$R_S \leq 10\ k\Omega$							dB

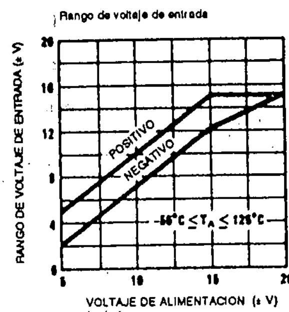
NOTA 1: La temperatura máxima de unión del LM101A es 150°C, y la del LM201A/LM301A es 100°C. Para operación a temperaturas elevadas, los dispositivos en el encapsulado TO-5 pierden especificación en base a una resistencia térmica de 150°C/W, unión a ambiente, o de 45°C/W, unión a ambiente. La resistencia térmica del encapsulado doble en línea es de 187C/W, unión a ambiente.

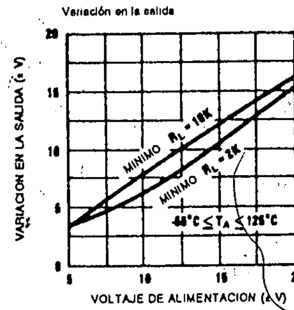
NOTA 2: Para voltajes de alimentación menores de ±15V, el voltaje absoluto máximo de entrada es igual al voltaje de alimentación.

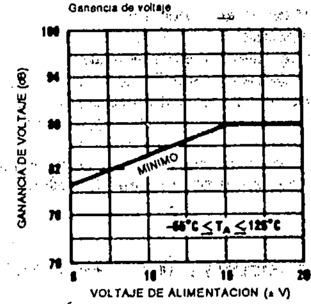
NOTA 3: Se permite cortocircuito continuo para temperaturas de caja hasta 125°C y temperaturas ambiente hasta 75°C para LA101A/LM201A, y 70°C y 55°C respectivamente para LM301A.

NOTA 4: A menos que se especifique otra cosa, estas especificaciones se aplican para C1 = 30 pF, $\pm 5V \leq V_s \leq \pm 20V$ y $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ (LM101A), $\pm 5V \leq V_S \pm 20V$ y $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$ (LM201A), $\pm 5V \leq V_S \leq \pm 15V$ y $0^\circ C \leq T_A \cdot +70^\circ C$ (LM301A).

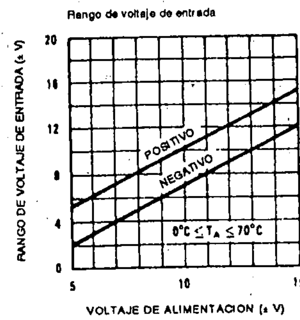
Características de rendimiento garantizado LM101A/LM201A

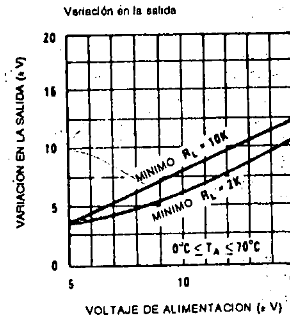


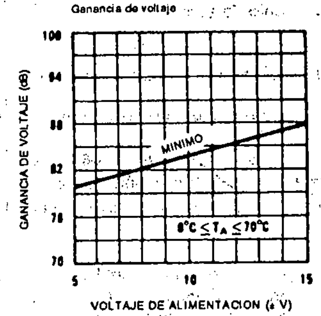




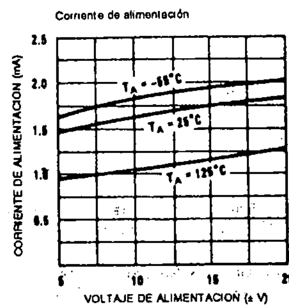
Características de rendimiento garantizado LM301A

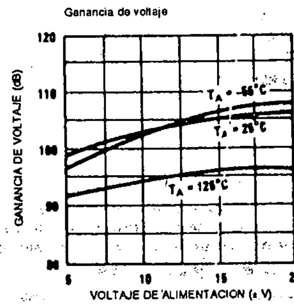


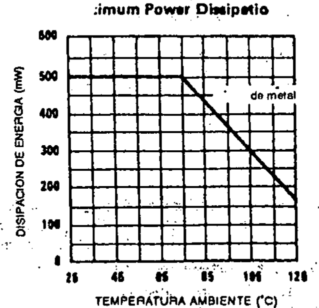




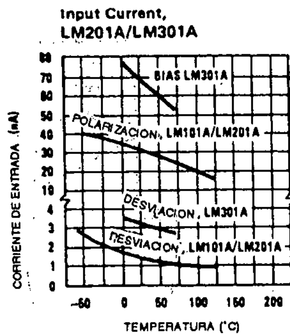
Características de rendimiento típico

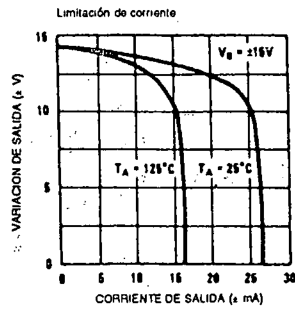


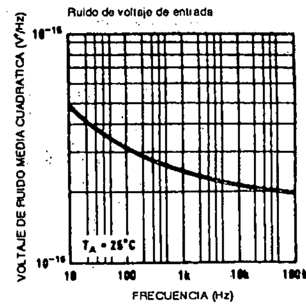


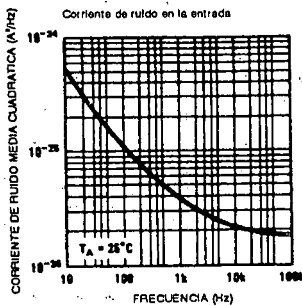


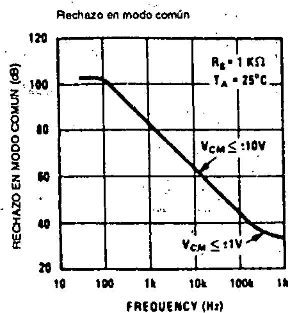
Características de rendimiento típico (Cont.)

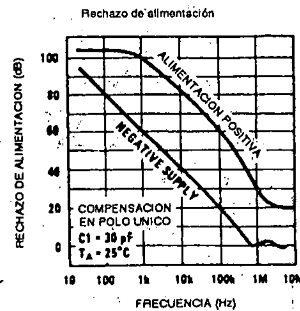


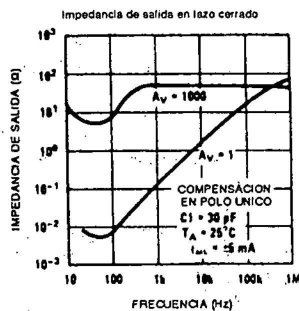






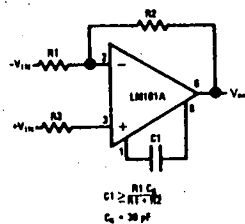




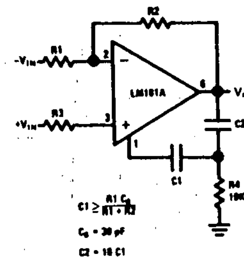


Características de rendimiento típico para varios circuitos de compensación**

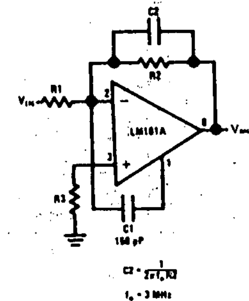
Compensación en polo único



Compensación bipolar

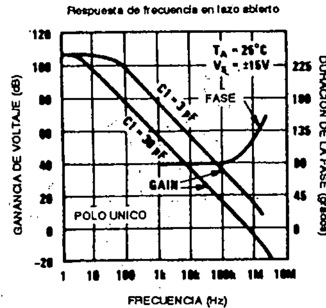


Compensación de retroalimentación directa

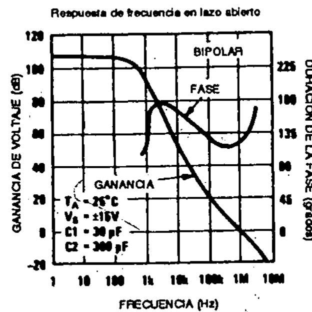


**Las conexiones de terminal mostradas son para encapsulado metálico

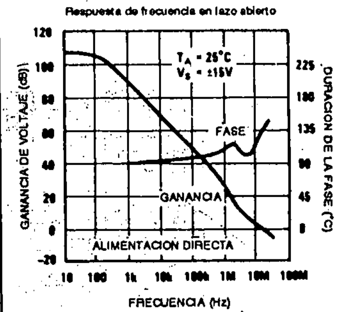
Respuesta de frecuencia en lazo abierto



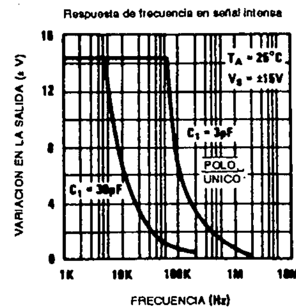
Respuesta de frecuencia en lazo abierto



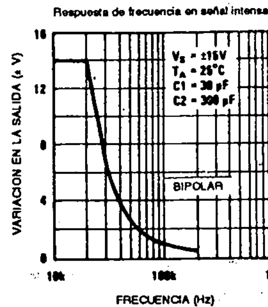
Respuesta de frecuencia en lazo abierto



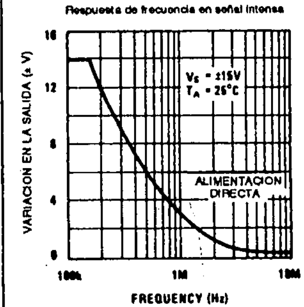
Respuesta de frecuencia en señal intensa



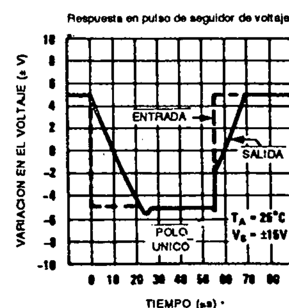
Respuesta de frecuencia en señal intensa



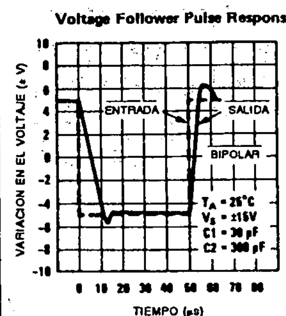
Respuesta de frecuencia en señal intensa



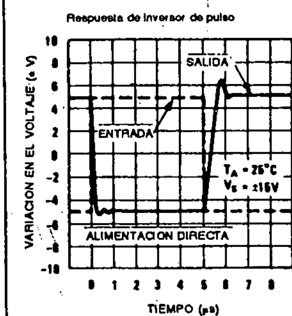
Respuesta en pulso de seguidor de voltaje



Voltage Follower Pulse Respons

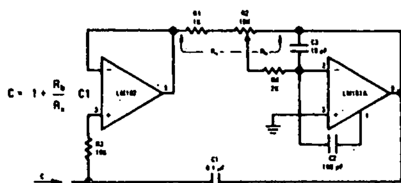


Respuesta de inversor de pulso

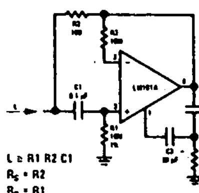


Aplicaciones típicas**

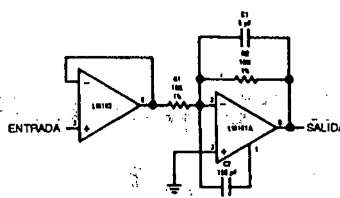
Multiplicador de capacitancia variable



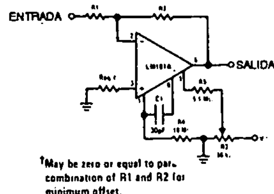
Inductor simulado



Amplificador inversor rápido con alta impedancia de entrada

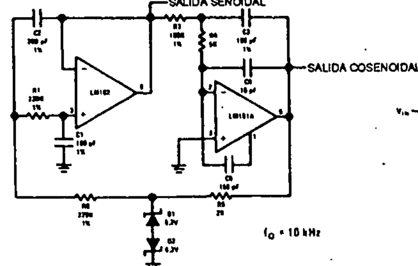


Amplificador inversor con circuito de balanceo



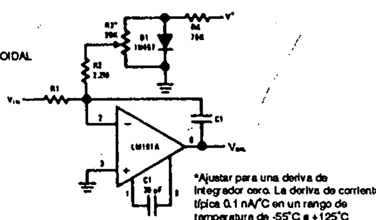
†May be zero or equal to parallel combination of R1 and R2 for minimum offset.

Oscilador de onda senoidal



f_O = 10 kHz

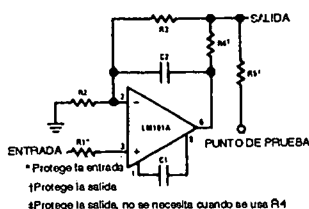
Integrador con compensación de corriente de polarización



*Ajustar para una deriva de integrador cero. La deriva de corriente típica 0.1 nA/°C en un rango de temperatura de -55°C a +125°C

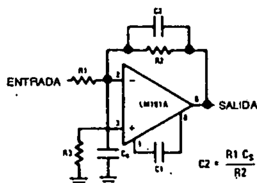
Consejos de Aplicación**

Protección contra condiciones de falla

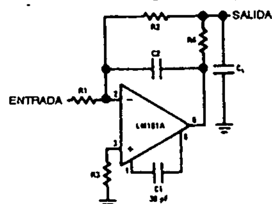


*Protege la entrada
†Protege la salida
‡Protege la salida, no se necesita cuando se usa R4

Compensación de capacitancias parásitas de entrada o resistencia de retroalimentación grande



Aislamiento de cargas capacitoras grandes



A pesar que el LM101A está diseñado para operar sin problemas, la experiencia indica que es útil observar ciertas precauciones, explicadas a continuación, para proteger los dispositivos contra condiciones anormales de operación. Puede señalarse que estos consejos pueden aplicarse a cualquier amplificador operacional de CI, pero la razòn exacta puede diferir con distintos dispositivos.

Cuando se impulsa entrada de una fuente de baja impedencia, debe colocarse una resistencia de limitación en serie con la terminal de entrada para limitar la corriente pico de salida instantánea de la fuente a menos de 100 mA. Esto es importante en particular cuando las entradas salen de algún equipo y pueden conectarse por accidente a fuentes de alto voltaje. Capacitores grandes en la entrada (mayores de 1 μF), deben considerarse como fuente de baja impendencia y aislarse con una resistencia. Las fuentes de baja impendancia no causan problemas, a menos que su voltaje de salida exceda el voltaje de alimentación. Sin embargo, las alimentaciones van a cero cuando se apagan, entonces, por lo general se requiere aislamiento.

La circuitería de salida está protegida contra daños de cortos a tierra. No obstante, cuando la salida del amplificador se conecta a un punto de prueba, debe aislarse por medio de una resistencia limitante, pues los puntos de prueba con frecuencia se cortocircuitean a lugares indebidos. Además, cuando el amplificador impulsa una carga externa al equipo, también se aconseja usar algún tipo de resistencia limitante para evitar fallas.

Se deben tomar precauciones para asegurar que la alimentación a los circuitos integrados nunca se invierta, aun bajo condiciones transitorias. Con voltajes invertidos mayores de 1 V el CI conducirá corriente excesiva, y se fundirán las interconexiones internas de aluminio. Si existe la probabilidad de que esto ocurra, en las líneas de alimentación deben instalarse diodos de enganche con alta especificación de corriente pico. La inversión de voltaje entre V⁺ y V⁻ siempre causará problemas, aunque las inversiones respecto a tierra también pueden causar dificultades en muchos circuitos.

Los valores máximos dados para el capacitor de compensación de frecuencia sólo son estables para resistencias de fuente menores de 10 Ω, capacitancias parásitas en la unión sumadora menores de 5 pF y cargas capacitoras menores de 100 pF. Si cualquiera de estas condiciones no se satisface, se hace necesario sobrecompensar el amplificador con un capacitor de compensación más grande. Los capacitores de terminal se pueden utilizar en forma alterna en el circuito de retroalimentación para reducir el efecto de la capacitancia parásita y de resistencias grandes de retroalimentación, o bien, puede agregarse un circuito RC para aislar cargas capacitoras.

A pesar que el LM101A no se ve afectado por la polarización de entrada, esto no puede ignorarse totalmente. Por lo general es necesario polarizar las alimentaciones a tierra, por lo menos una vez en cada tablilla de circuitos, y se requieren más puntos de polarización si se emplean más de cinco amplificadores. Cuando se realiza compensación de alimentación directa, se aconseja polarizar las terminales de alimentación de cada amplificador con capacitores de baja inductancia, debido a las altas frecuencias implicadas.

**Las conexiones de terminales mostradas son para encapsulado metálico

APENDICE 3

Comparador de voltaje LM311*

*Cortesía de National Semiconductor Corporation

Descripción general

El LM 311 es un comparador de voltaje que tiene corrientes de entrada más de cien veces menores que dispositivos como el LM306 o LM710C. También está diseñado para operar en una amplitud mayor de voltajes de las alimentaciones estándar de amplificador operacional ±15 V descendiendo hasta la alimentación de 5 V única que se utiliza para la lógica 1C. Su salida es compatible con los circuitos RTL, DTL, y TTL al igual que con los circuitos 10 S. Además, puede impulsar lámparas o relés, seleccionar voltajes hasta 40 V a corrientes tan altas como 5o mA.

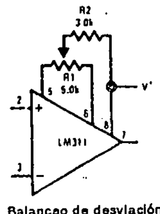
Características

- Opera con una entrada única de 5V
- Corriente máxima de entrada: 250 nA
- Corriente máxima de compensación 50 nA
- Alcance de voltaje diferencial de entrada ±30V
- Consumo de energía: 135 mW a ±15V

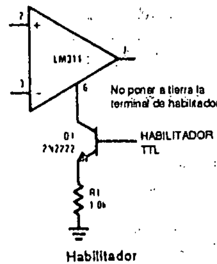
Tanto la entrada como la salida del LM311 pueden aislarse de la tierra del sistema, y la salida puede impulsar cargas referidas a tierra, alimentación positiva o alimentación negativa. Se proporcionan capacidad de balancear desviación y habilitación y las salidas pueden interconectarse con OR. Aunque es más lento que el LM306 y LM7106 (tiempo de respuesta 200ns en comparación con 40 ns), el dispositivo es mucho menos propenso a oscilaciones espurias. El LM311 tiene la misma configuración de terminales que el LM306 y el LM710C. Véanse los consejos de aplicación del LM311 como auxiliar de aplicación.

Circuitos auxiliares**

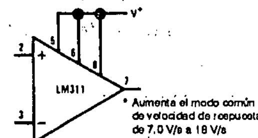
**Nota: Las conexiones de terminales mostradas en el diagrama esquemático y las aplicaciones típicas son para el encapsulado TO-5



Balanceo de desviación

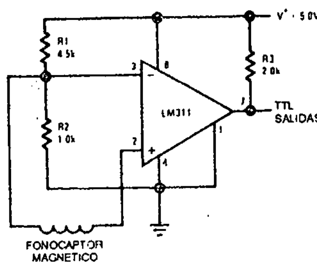


Habilitador

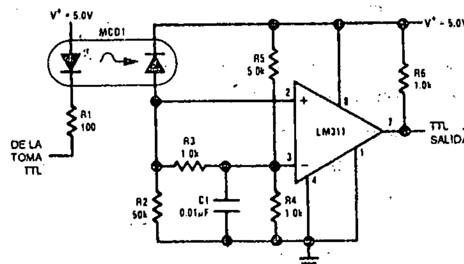


Aumento de la corriente en la etapa de entrada*

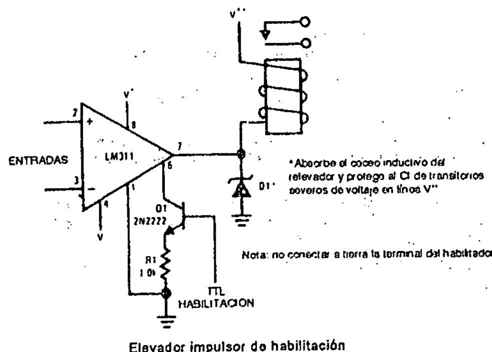
Aplicaciones Típicas**



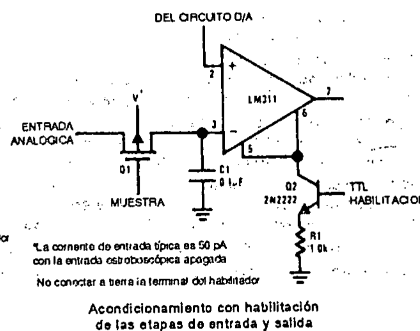
Detector para transductor magnético



Aislador de transmisión digital



Elevador impulsor de habilitación



Acondicionamiento con habilitación de las etapas de entrada y salida

Valores máximos absolutos

Alimentación total de voltaje (V_{84})	36V
Salida del voltaje negativo de alimentación (V_{74})	40V
Tierra al voltaje negativo de alimentación (V_{14})	30V
Voltaje diferencial de entrada	±30V
Voltaje de entrada (Nota 1)	±15V
Disipación de energía (Nota 2)	500 mW
Duración de la salida de cortocircuito	10 seg
Rango de temperatura de operación	0°C a 70°C
Rango de temperatura de almacenamiento	–65°C a 150°C
Temperatura en terminal (soldadura, 20 seg)	300°C
Voltaje en la terminal de habilitación	V^+ –5V

Características eléctricas (Nota 3)

PARAMETROS	CONDICIONES	MIN	TIP	MAX	UNIDADES
Desviación de voltaje de entrada (Nota 4)	$T_A = 25°C$, $R_S \leq 50K$		2.0	7.5	mV
Desviación de corriente de entrada (Nota 4)	$T_A = 25°C$		6.0	50	nA
Corriente de polarización de entrada	$T_A = 25°C$		100	250	nA
Ganancia de voltaje	$T_A = 25°C$	40	200		V/mV
Tiempo de respuesta (Nota 5)	$T_A = 25°C$		200		ns
Voltaje de saturación	$V_{IN} \leq -10$ mV, $I_{OUT} =$ 50 mA $T_A = 25°C$		0.75	1.5	V
Corriente de habilitador encendido	$T_A = 25°C$		3.0		mA
Fuga de la corriente de salida	$V_{IN} \geq 10$ mV, $I_{OUT} = 35$ V $T_A = 25°C$, $I_{STROBE} = 3$ mA		0.2	50	nA
Desviación de voltaje de entrada (Nota 4)	$R_S \leq 50k$			10	mV
Desviación de corriente de entrada (Nota 4)				70	nA
Corriente de polarización de entrada				300	nA
Rango de voltaje de entrada		–14.5	13.8,–14.7	13.0	V
Voltaje de saturación	$V^+ \geq 4.5V$, $V^- = 0$ $V_{IN} \leq -10$ mV, $I_{SINK} \leq 8$ mA		0.23	0.4	V
Corriente de alimentación positiva	$T_A = 25°C$		5.1	7.5	mA
Corriente de alimentación negativa	$T_A = 25°C$		4.1	5.0	mA

Nota 1: Esta capacidad se aplica a fuentes de ± 15 V. El límite de voltaje de entrada positivo es de 30 V sobre la alimentación negativa. El límite del voltaje de entrada negativo es igual al voltaje de alimentación negativo o de 30 V abajo de la alimentación positiva, lo que resulte menor.

Nota 2: La temperatura de unión máxima del LM311 es de 110°C. Para operar a temperaturas elevadas, los dispositivos del encapsulado TO-5 deben disminuir de especificación sobre la base de una resistencia térmica de 150°C/W, de unión a ambiente, o de 45°C/W, de unión a caja. La resistencia térmica del encapsulado doble en línea es de 100°C/W, de unión a ambiente.

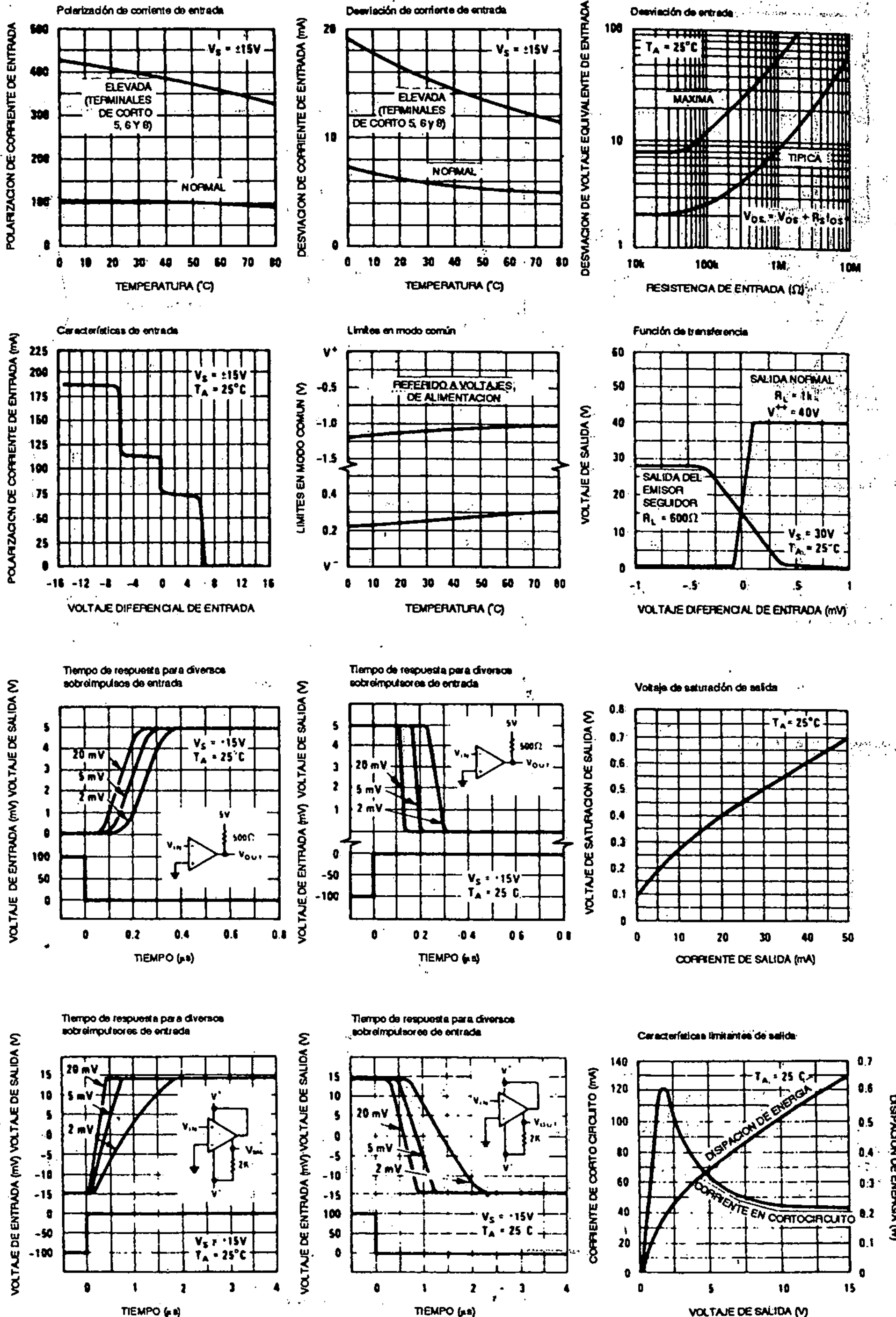
Nota 3: Estas especificaciones se aplican al $V_S = \pm 15$ V y a la terminal de tierra a tierra, y a $0°C < T_A < +70°C$, salvo que se especifique otra cosa. Las especificaciones del voltaje de desviación, la corriente de desviación y la corriente de polarización se aplican a cualquier voltaje de alimentación desde una sola fuente de alimentación de 5 V hasta las de ± 15 V.

Nota 4: Los voltajes de desviación y corrientes de desviación dados son los valores máximos que se requieren para impulsar la salida dentro del margen de 1 volt procedente de una u otra fuente de alimentación con carga de 1 mA. En consecuencia, estos parámetros definen una banda de error y toman en cuenta los peores efectos de caja de ganancia de voltaje e impedancia de entrada.

Nota 5: El tiempo de respuesta especificado (véase definiciones) es para un paso de entrada de 100 mV con sobrecarga de 5 mV.

Nota 6: No acorte la terminal de rehabilitación a tierra; debe ser impulsada por corriente de 3 a 5 mA.

Características de Rendimiento Comunes



Diagramas

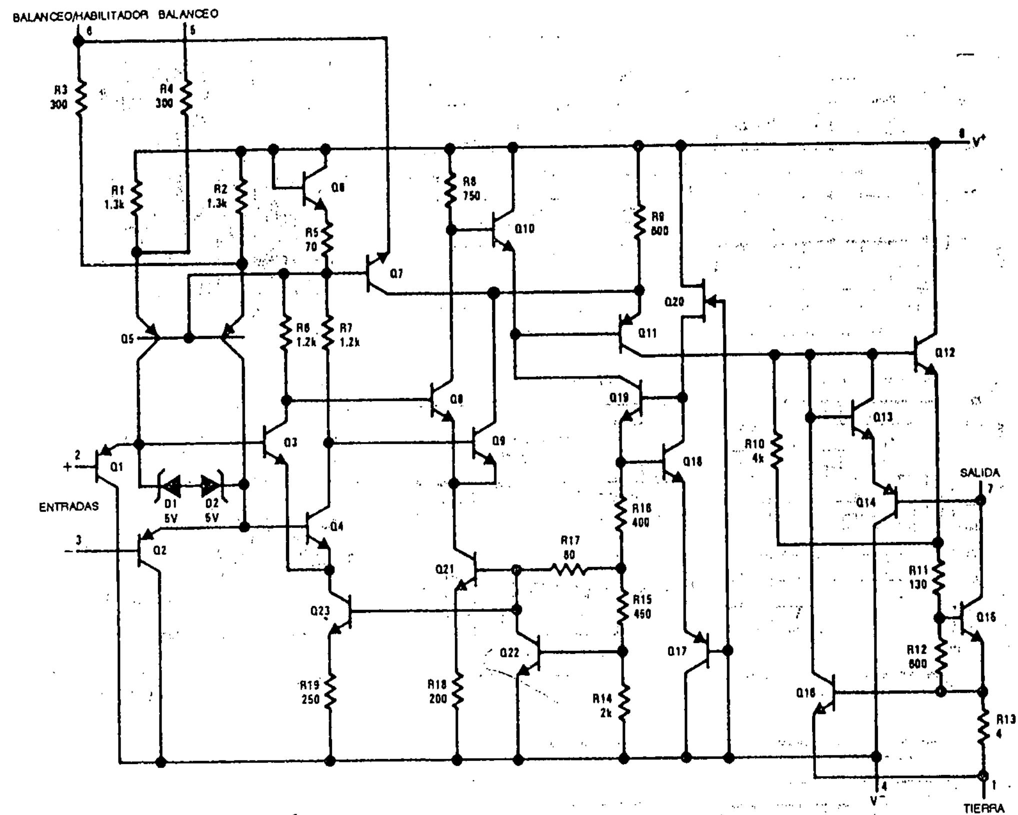
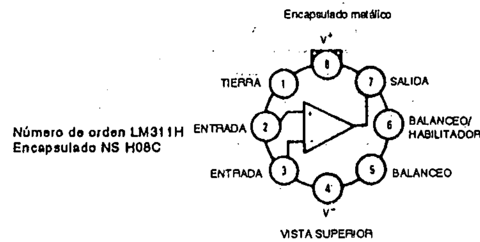
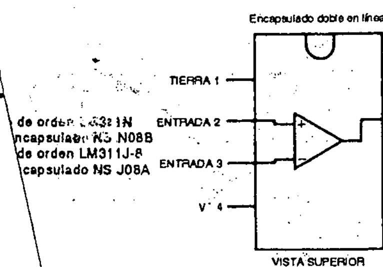
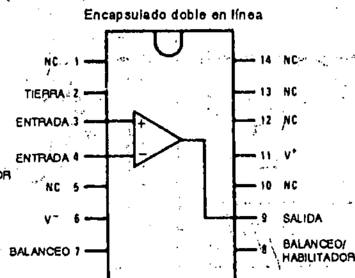


Diagrama de Conexión





de orden LM311N
ncapsulado NS N08B
de orden LM311J-8
capsulado NS J08A



Número de orden LM311N-14
Véase el encapsulado NS N14A
Número de orden LM311J
Véase el encapsulado NS J14A

Nota: La terminal 8 se conecta a la parte inferior del encapsulado

...ostradas en el diagrama esquemático
...ípicas son para el encapsulado TO-5

Consejos de aplicación

TECNICAS DE CIRCUITOS PARA EVITAR OSCILACIONES EN LAS APLICACIONES DE COMPARADOR

Cuando se emplea un comparador de alta velocidad como el LM111, con alta señal de entrada y bajas impedancias de fuente, normalmente la respuesta de salida será rápida y estable, suponiendo que la alimentación se haya polarizado (con capacitores de disco de 0.1 μF) y que la señal de salida se conduzca lejos de las entradas (terminales 2 y 3) y también lejos de las terminales 5 y 6.

Sin embargo, cuando la señal de entrada es un voltaje rampa o una onda senoidal lenta, o si la impedancia de la señal fuente es alta (1 kΩ a 100 kΩ), el comparador puede entrar en oscilación cerca del punto de cruce. Esto se debe a la alta ganancia y al amplio ancho de banda de comparadores como el LM111. Para evitar oscilación o inestablidad en esta aplicación, se recomiendan varias precauciones, como se muestra en la figura 1.

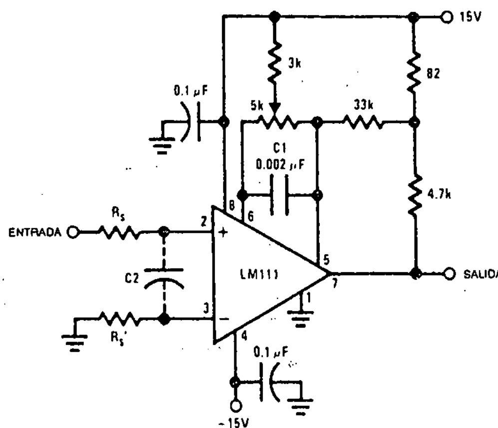
1. Las terminales de ajuste (terminales 5 y 6) actúan como entradas auxiliares no deseadas. Si estas terminales no están conectadas a un potenciómetro de ajuste, deben cortocircuitearse. Si están conectadas a un potenciómetro de ajuste, un capacitor 0.01 μA C1 entre las terminales 5 y 6 minimizan la susceptibilidad de un acoplamiento en CA. Se emplea un capacitor menor si la terminal 5 se usa para retroalimentación positiva como en la figura 1.

2. Ciertas fuentes generarán una forma de onda de salida de comparador más limpia, si se conecta un capacitor C2 de 100 pF a 1000 pF directamente entre las terminales de entrada.

3. Cuando la señal puente se aplica a través de una red resistente, Rs, por lo general es conveniente usar un Rs' del mismo valor básicamente, tanto para consideraciones de CA como dinámicas (CA). Los resistores de carbón, estaño-óxido y de capa metálica se han usado con éxito en circuitos de entrada de comparador. Los resistores de devanado inductivo no son adecuados.

4. Cuando los circuitos de comparador emplean resistores de entrada, por ejemplo resistores sumadores, su valor y ubicación revisten particular importancia. En todos los casos el cuerpo del resistor debe estar cerca del dispositivo. En otras palabras, el cable entre el comparador y el resistor debe ser corto para que genere o capte señales. Lo mismo se aplica a capacitores, potenciómetros, etc. Por ejemplo, si R_s = 10 kΩ con un cable tan corto como 5 pulgadas entre los resistores y las terminales de entrada puede resultar en oscilaciones que son difíciles de amortiguar. Trenzar bien estos cables de entrada es la única alternativa, la segunda mejor, para colocar resistores cerca del comparador.

5. Como la retroalimentación a casi cualquier terminal de un comparador puede dar por resultado oscilación, el diseño del circuito inverso debe hacerse con precisión. De preferencia debe haber un plano de tierra bajo los circuitos del LM111, por ejemplo, un lado de una tablilla de circuito con capa doble. La laina metálica de tierra, o laina de alimentación positiva o de alimentación negativa, debe extenderse entre la salida y las entradas para actuar como protección. Las conexiones de la laina para las entradas deben ser lo más pequeñas y compactas posible, y esencialmente deben estar rodeadas por lainas de tierra por todas partes, como protección contra acoplamiento capacitante de cualesquiera señales de alto nivel, como por ejemplo la salida. Si no se emplean las terminales 5 y 6, deben cortocircuitearse. Si están conectadas a un potenciómetro de ajuste, éste debe colocarse, como máximo, a unas cuantas pulgadas del



Las conexiones de las terminales mostradas son para el LM111H en un encapsulado hermético TO-5 de 8 terminales

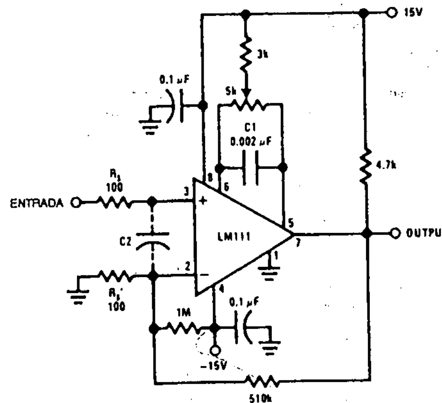
FIGURA 1. Retroalimentación positiva mejorada

Consejos de aplicación (Cont.)

LM111, y debe instalarse el capacitor 0.01 μF. Si es imposible usar este capacitor, es recomendable una protección de circuito impreso y laina entre las terminales 6 y 7. Los capacitores de polarización de suministro deben ubicarse a un par de pulgadas del LM111. (Algunos otros comparadores requieren que la polarización de suministro se ubique exactamente adyacente al comparador.)

6. Usar histéresis, retroalimentación positiva, alrededor de un comparador para prevenir oscilación, y evitar ruido excesivo en la salida es un procedimiento estándar porque el oscilador es un buen amplificador de su propio ruido. En el circuito de la figura 2, la retroalimentación de la salida a la entrada positiva causará casi 3 mV de histéresis. Sin embargo, si R_2 es mayor de 100 kΩ, como por ejemplo 50 k, no sería razonable aumentar simplemente el valor del resistor de retroalimentación positiva por encima de 510 kΩ. Puede emplearse el circuito de la figura 3, pero es más bien torpe. Véanse las notas del inciso 7.

7. Cuando ambas entradas del LM111 están conectadas a señales activas, o si una señal de alta impedancia está



La conexiones de las terminales mostradas son para el LM 111H en un encapsulado hermético TO-5 de 8 terminales

FIGURA 2. Retroalimentación positiva convencional

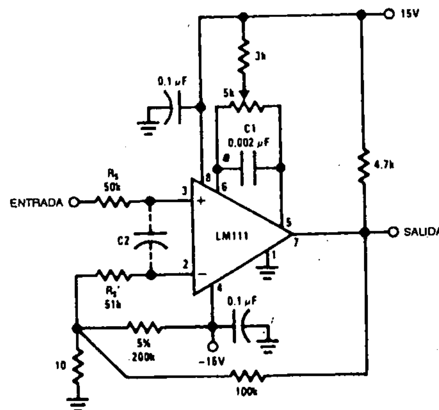


FIGURA 3. Retroalimentación positiva con alta resistencia de fuente

Consejos de aplicación (Cont.)

impulsando la entrada positiva del LM111, de tal forma que la retroalimentación positiva producirá alteraciones, es ideal el circuito de la figura 1. La retroalimentación positiva es a la terminal 5 (una de la terminales de ajuste de balance). Es suficiente causar una histéresis de 1 a 2 mV y transiciones drásticas con ondas triangulares de entrada de unos cuantos Hz a cientos kHz. La señal de retroalimentación positiva a través del resistor 82 varía 240 mV por debajo del suministro positivo. Esta señal se centra al voltaje nominal de la terminal 5, por tanto esa retroalimentación no se suma al V_{os} del comparador. Puede ajustarse tanto como 8 mV de V_{os} usando el potenciómetro de 5 kΩ y un resistor de 3 kΩ como se muestra.

8. Estas notas de aplicación se aplican en particular a las familias de comparadores LM111, LM211, LM311 y LF111, y son aplicables, en general, a todos los comparadores de alta velocidad (con la excepción de que no todos los comparadores tienen terminales de ajuste).

APENDICE 4

Temporizador 555*

*Cortesía de Signetics Corporation, 811 East Arques Avenue, Sunnyvale, California, 94086, derechos reservados 1974).

DESCRIPCION GENERAL

El circuito temporizador monolítico NE/SE 555 es un controlador muy estable capaz de producir retardos en tiempo preciso u oscilaciones. Incluye terminales adicionales para disparar o restablecer si se desea. En el modo de operación de retraso, el tiempo se controla precisamente por medio de un resistor y capacitor externo. Para una operación estable como oscilador, la frecuencia de oscilación libre y el ciclo de trabajo se controlan con precisión con dos capacitores externos y un capacitor. El circuito puede dispararse y restablecerse en formas de onda decrecientes, y la estructura de salida puede producir o absorber hasta 200 mA o manejar circuitos TTL.

CARACTERISTICAS

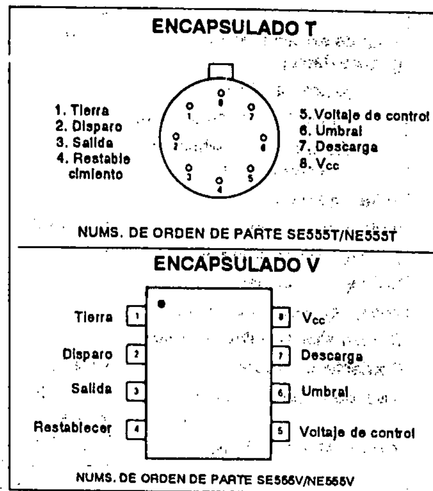
- TEMPORIZACION DE MICROSEGUNDOS HASTA HORAS
- OPERA TANTO EN MODO MONOESTABLE COMO ASTABLE
- CICLO DE TRABAJO AJUSTABLE
- LA SALIDA DE ALTA CORRIENTE PUEDE ALIMENTAR O TOMAR 200 mA
- LA SALIDA PUEDE IMPULSAR TTL
- ESTABILIDAD DE TEMPERATURA DE 0.005% POR °C
- SALIDA NORMALMENTE APAGADA Y ENCENDIDA

APLICACIONES

TEMPORIZACION PRECISA
GENERACION DE PULSO
TEMPORIZACION SECUENCIAL
GENERACION DE RETRASO
MODULACION DE ANCHO DE PULSO
MODULACION DE POSICION DE PULSO
DETECTOR DE PULSO FALTANTE

CIRCUITOS INTEGRALES LINEALES

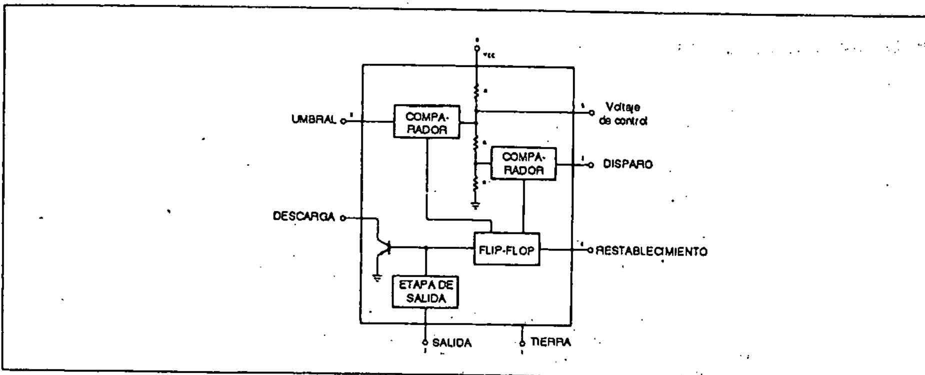
CONFIGURACIONES DE TERMINALES
(Vista superior)



VALORES MAXIMOS ABSOLUTOS

Voltaje de alimentación	+18V
Disipación de energía	600 mW
Rango de temperatura de operación	
NE555	0°C a + 70°C
SE555	–55 °C a + 125°C
Rango de temperatura de almacenamiento	65°C a + 150°C
Temperatura de la soldadura en la terminal, 60 segundos	+ 300°C

DIAGRAMA DE BLOQUE



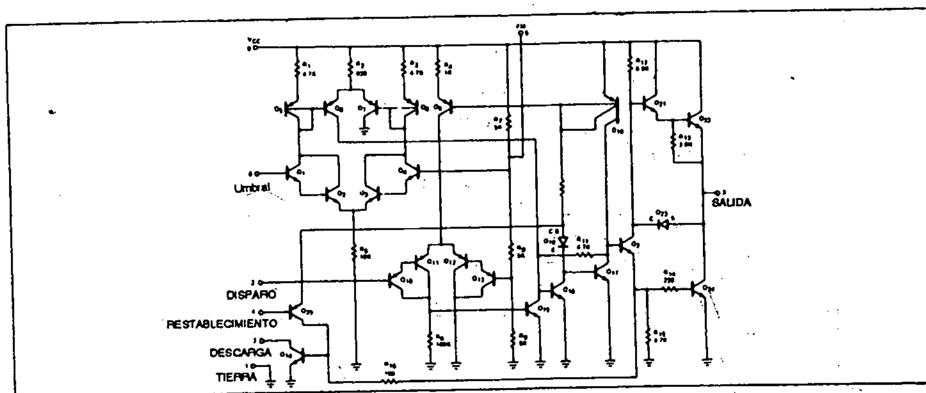
CARACTERISTICAS ELECTRICAS $T_A = 25°C$, $V_{CC} = +5V$ a $+15$ a menos que se especifique otra cosa

PARAMETROS	CONDICIONES DE PRUEBA	SE 555			NE 555			UNIDADES
		MIN	TIP	MAX	MIN	TIP	MAX	
Voltaje de alimentación		4.5		18	4.5		16	V
Corriente de alimentación	$V_{CC} = 5V$ $R_L = \infty$		3	5		3	6	mA
	$V_{CC} = 15V$ $R_L = \infty$ Estado bajo, Nota 1		10	12		10	15	mA
Error de alimentación (Monoestable)	R_A, R_B = 1kΩ a 100 kΩ							
Exactitud inicial	C = 0.1 μF Nota 2		0.5	2		1		%
Variación con temperatura			30	100		50		ppm/°C
Variación con voltaje de alimentación			0.05	0.2		0.1		%/Volt
Voltaje de umbral			2/3			2/3		X V_{CC}
Voltaje de disparo	$V_{CC} = 15V$	4.8	5	5.2		5		V
Error de tiempo (Astable)	$V_{CC} = 5V$	1.45	1.67	1.9		1.67		V
Corriente de disparo			0.5			0.5		μA
Voltaje de restablecimiento		0.4	0.7	1.0	0.4	0.7	1.0	V
Corriente de restablecimiento			0.1			0.1		mA
Corriente de umbral	Nota 3		0.1	.25		0.1	.25	μA
Nivel de voltaje de control	$V_{CC} = 15V$	9.6	10	10.4	9.0	10	11	V
	$V_{CC} = 5V$	2.9	3.33	3.8	2.6	3.33	4	V
Voltaje de salida (bajo)	$V_{CC} = 15V$							
	$I_{toma} = 10$ mA		0.1	0.15		0.1	.25	V
	$I_{toma} = 50$ mA		0.4	0.5		0.4	.75	V
	$I_{toma} = 100$ mA		2.0	2.2		2.0	2.5	V
	$I_{toma} = 200$ mA		2.5			2.5		
	$V_{CC} = 5V$							
	$I_{toma} = 8$ mA		0.1	0.25				V
	$I_{toma} = 5$ mA					.25	.35	
Caída del voltaje de salida (bajo)	$I_{fuente} = 200$ mA		12.5			12.5		
	$V_{CC} = 15V$							
	$I_{fuente} = 100$ mA							
	$V_{CC} = 15V$	13.0	13.3		12.75	13.3		V
	$V_{CC} = 5V$	3.0	3.3		2.75	3.3		V
Tiempo de respuesta de la salida			100			100		nseg
Tiempo de caída de la salida			100			100		nseg

NOTAS

1. Corriente de alimentación cuando la salida es alta, en forma típica a 1 mA menos.
2. Probado a $V_{CC} = 5$ V y $V_{CC} = 15$ V.
3. Esto determinará el valor máximo de $R_A + R_B$, para operación a 15 V, la resistencia máxima total 4 = 20 megohm.

CIRCUITO EQUIVALENTE (se muestra sólo un lado)



APENDICE 5

Regulador ajustable de 3 terminales LM117

*Cortesía de National Semiconductor Corporation.

Descripción general

El LM117, LM217, LM317 son reguladores positivos ajustables de 3 terminales capaces de suministrar más de 1.5A dentro de un rango de salida de 1.2 V a 37 V. Utilizarlos es sumamente fácil y sólo requieren dos resistores externos para establecer el voltaje de salida. Además la regulación tanto de línea como de carga son mejores que las de los reguladores fijos estándar. El LM117 también está integrado en un encapsulado de transistores que pueden montarse y manejarse con facilidad.

Además de un mejor rendimiento que los reguladores fijos la serie LM117 ofrece protección total contra sobrecarga disponible sólo en circuitos integrados. En el chip se incluyen límite de corriente, protección contra sobrecarga térmica y protección de área de seguridad. Todos los circuitos de protección contra sobrecarga permanecen funcionando aunque se desconecte la terminal de ajuste.

Características

- Salida ajustable hasta 1.2 V
- Corriente de salida de 1.5 A garantizada
- Regulación de salida típica de 0.01% V
- Regulación de salida típica de 0.01% V
- Regulación de carga típica de 0.1%
- Constante límite de corriente con temperatura
- Consumo eléctrico de 100%
- Elimina la necesidad de almacenar muchos voltajes
- Encapsulado estándar de transistores de 3 cables
- Rechazo de componente alterna de 80 dB

Normalmente, no se necesitan capacitores a menos que el dispositivo se ubique lejos de los capacitores del filtro de entrada en cuyo caso se requiere una derivación de entrada. Se puede agregar un capacitor de entrada opcional para mejorar la respuesta transitoria. La terminal de ajuste se puede derivar para obtener relaciones de rechazos de fluctuaciones muy altas, que son difíciles de lograr con reguladores estándar de 3 cables. Además de sustituir reguladores fijos, el LM117 es útil en muchas otras aplicaciones. Como el regulador está flotando y sólo ve el voltaje diferencial entrada a salida, los suministros de varios cientos de volts pueden regularse mientras no se exceda el diferencial máximo de entrada a salida.

También se presenta un regulador intermitente ajustable muy simple, un regulador programable de salida, o bien, conectando un resistor fijo entre el ajuste y la salida, el LM117 puede emplearse como regulador de corriente de precisión. Los suministros con paso electrónico pueden lograrse enganchando la terminal de ajuste a tierra, lo cual programa la salida a 1.2V donde la mayor parte de cargas sustraen poca corriente.

El LM117K, LM217K y LM317K están integrados en encapsulados de transistores TO-3 estándar, mientras que el LM117H, LM217H y el LM317 están integrados en un encapsulado de transistores TO-39 sólido de Kovar. El LM117 está especificado para operar entre –55°C y + 150°C, el LM217 de –25°C a + 150°C y el LM317 de 0°C a + 125. El LM 317T y el LM317MP, especificados para operar en un rango de 0°C a +125°C, están disponibles en un encapsulado plástico TO-270 y en un TO-202 respectivamente

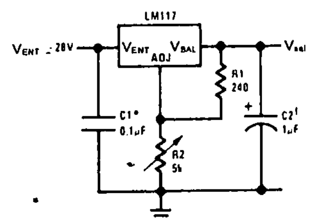
Para aplicaciones que requieren corriente de salida mayor de 3A y 5A, véanse las especificaciones de las series LM150 y LM138 respectivamente. Para el complemento negativo véanse las especificaciones de la serie LM137.

Encapsulados de la serie LM117 y capacidad

DISPOSITIVO	ENCAPSULADO	DISIPACION DE ENERGIA ESPECIFICADA	CARGA DE CORRIENTE DEL DISEÑO
LM117 LM217 LM317	TO-3	20W	1.5A
	TO-39	2W	0.5A
LM317T	TO-220	15W	1.5A
LM317M	TO-202	7.5W	0.5A
LM317LZ	TO-92	0.6W	0.1A

Aplicaciones típicas

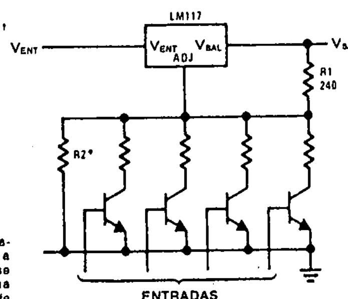
Regulador ajustable de 1.2 V – 25 V



† Opcional, mejora la respuesta transitoria, capacitores de salida en el rango de 1 µF a 1000 µF de aluminio o tantalio electrolítico se emplean generalmente para proporcionar una impedancia de salida mejorada y rechazo de transitorios.
* Se necesita si el dispositivo está lejos de los capacitores de filtro.

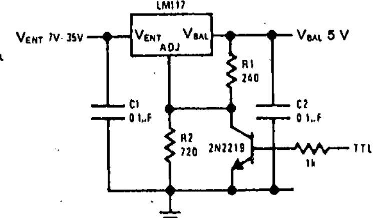
$$\dagger\dagger\ V_{SAL} = 1.25V \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

Salidas selecionadas en forma digital



* Establece V_{SAL} máxima

Regulador lógico de 5 V con apagado electrónico *



* Salida mínima = 1.2 V

Valores Máximos Absolutos

Disipación de energía	Limitación interna
Diferencial de voltaje entrada-salida	40V
Rango de temperatura de unión operativa	
LM117	– 55°C a + 150°C
LM217	– 25°C a + 150°C
LM317	0°C a + 125°C
Temperatura de almacenamiento	– 65°C a + 150°C
Temperatura en terminal (Soldadura, 10 seg)	300°C

Acondicionamiento Previo

Consumo en límite térmico 100% en todos los dispositivos

Características Eléctricas (Nota 1)

PARAMETROS	CONDICIONES	LM117/217			LM317			UNIDADES
		MIN	TIP	MAX	MIN	TIP	MAX	
Regulación en línea	$T_A = 25°C$, 3 V ≤ $V_{ENT} - V_{SAL}$ ≤ 40 V (Nota 2)		0.01	0.02		0.01	0.04	%/V
Regulación de carga	$T_A = 25°C$, 10 mA ≤ I_{SAL} ≤ I_{MAX}							
	V_{SAL} ≤ 5 V (Nota 2)		5	15		5	25	mV
	V_{SAL} ≤ 5 V (Nota 2)		0.1	0.3		0.1	0.5	%
Regulación térmica	$T_A = 25°C$, 20 pulso ms		0.03	0.07		0.04	0.07	%/W
Regulación en terminal			50	100		50	100	μA
Cambio de ajuste de corriente en terminal	10 mA ≤ I_L ≤ I_{MAX} 3 V ≤ ($V_{ENT} - V_{SAL}$) ≤ 40 V		0.2	5		0.2	5	μA
Voltaje de referencia	3 V ≤ ($V_{ENT} - V_{SAL}$) ≤ 40 V, (Nota 3) 10 mA ≤ I_{SAL} ≤ I_{MAX}, P ≤ P_{MAX}	1.20	1.25	1.30	1.20	1.25	1.30	V
Regulación en línea	3 V ≤ $V_{ENT} - V_{SAL}$ ≤ 40 V, (Nota 2)		0.02	0.05		0.02	0.07	%/V
Regulación de carga	10 mA ≤ I_{SAL} ≤ I_{MAX} (Nota 2)							
	V_{SAL} ≤ 5 V		20	50		20	70	mV
	V_{SAL} ≤ 5 V		0.3	1		0.03	1.5	%
Estabilidad de temperatura	T_{MIN} ≤ T_j ≤ T_{MAX}		1			1		%
Corriente de carga mínima	V_{ENT} – VSAL = 40 V		3.5	5		3.5	10	mA
Límite de corriente	$V_{ENT} - V_{SAL}$ ≤ 15 V							
	Encapsulado K y T	1.5	2.2		1.5	2.2		A
	Encapsulado H y P	0.5	0.8		0.5	0.8		A
	$V_{ENT} - V_{SAL}$ = 40 V, T_j = + 25°C							
	Encapsulado K y T	0.30	0.4		0.15	0.4		A
	Encapsulado H y P	0.15	0.07		0.075	0.07		A
Ruido de salida de RMS, % de V_{SAL}	$T_A = 25°C$, 10 Hz ≤ f ≤ 10 kHz		0.003			0.003		%
Relación de rechazo de fluctuación periódica	V_{SAL} = 10 V, f = 120 Hz		65			65		dB
	C_{ADJ} = 10 μF	66	80		66	80		dB
Estabilidad a largo plazo	$T_A = 125°C$		0.3	1		0.3	1	%
Resistencia térmica de la unión a la caja	Encapsulado H		12	15		12	15	°C/W
	Encapsulado K		2.3	3		2.3	3	°C/W
	Encapsulado T					4		°C/W
	Encapsulado P					12		°C/W

Nota 1: A menos que se especifique otra cosa, se aplican estas especificaciones –55°C Tj + 150°C para el LM117, –25°C Tj + 150°C para el LM217, y 0°C T_j + 125°C para el LM 317; V_{ENT} - V_{SAL} = 5 V; y V_{SAL} = 0.1 A para los encapsulados TO-39 y TO 202 y I_{SAL} = 0.5 A para los encapsulados TO-3 y TO-220. Aun cuando la disipación de energía está limitada en forma interna, estas especificaciones son aplicables para disipaciones de energía de 2W para el TO-39 y TO-202, y de 20W para el TO-3 y el TO-220. I_{max} es 1.5 A para los encapsulados TO-3 y TO-220 y de 0.5 para los encapsulados TO-39 y TO-202.

Nota 2: La regulación se mide a temperatura constante de unión, empleando prueba de pulso con un ciclo de trabajo bajo. Los cambios en voltaje de salida debidos a efectos calóricos se cubren en las especificaciones de regulación térmica.

Nota 3: Hay dispositivos con menor tolerancia de voltaje de referencia disponibles.

Consejos de aplicación

El LM117 en operación desarrolla un voltaje nominal de referencia de 1.25 V, entre las salida y la terminal de referencia. El voltaje de referencia se imprime a través del resistor de programa R1 y, como el voltaje es constante, entonces una corriente constante I_1 fluye a través del resistor de establecimiento de salida R2, que da un voltaje de salida

$$V_{SAL} = V_{REF}\left(1 + \frac{R2}{R1}\right) + I_{ADJ}R2$$

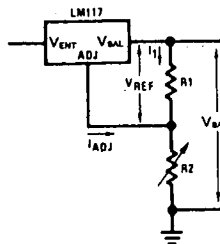


FIGURA 1

de Como la corriente de 100 μA de la terminal de ajuste representa un término erróneo, el LM117 se diseño para minimizar I_{ADJ} y hacerlo muy constante con cambios de línea y de carga. Para hacer esto toda la corriente operativa aquiescente regresa a las salida estableciendo una necesidad de carga de corriente mínima. Si hay una carga insuficiente en la salida, aumentará la salida.

Capacitores externos

Es recomendable un capacitor de sobrepaso de entrada. Para la mayor parte de las aplicaciones es adecuado un disco de tantalio sólido de 0.1 μF como derivación. El dispositivo es más variable a la ausencia de sobrepaso de entrada cuando se emplean capacitores de ajuste de salida, no obstante, los valores anteriores eliminarán problemas potenciales.

La terminal de ajuste puede derivarse a tierra en el LM117 para mejorar el rechazo de componente alterna. Este capacitor de derivación previene que se amplifique la componente alterna conforme aumenta el voltaje de salida. Con un capacitor de derivación de 10 μF se puede obtener un rechazo de componente alterna de 80 dB a cualquier nivel de salida. Los incrementos de más de 10 μF no mejoran de manera apreciable el rechazo de componente alterna a frecuencias por encima de 120 Hz. Si se emplea el capacitor de derivación, en ocasiones es necesario incluir diodos de protección para prevenir que el capacitor descargue a través de los circuitos de baja corriente y dañe el dispositivo.

Los mejores capacitores, en general, son los de tantalio sólido; estos capacitores tienen baja impedancia, aún en altas frecuencias. Dependiendo de la construcción del capacitor, a altas frecuencias se necesita 25 μF en aluminio electrolítico para igualar 1 μF de tantalio sólido. Los capacitores cerámicos también son buenos a frecuencias altas; pero algunos tipos tienen mayor disminución de capacitancia a frecuencias cercanas a 0.5 MHz. Por esta razón, un disco de 0.01 μF puede funcionar mejor que uno de 0.1 μF como derivación.

A pesar de que el LM117 es estable sin capacitores de salida. Como ocurre con cualquier circuito de retroalimentación, ciertos valores de capacitancia externa pueden provocar excesivas oscilaciones transitorias; esto sucede con valores entre 500 pF y 5000 pF. Un F de tantalio sólido, o 25 μF de aluminio eletrolítico, en la salida satura este efecto y asegura estabilidad.

Regulación de carga

Un LM117 es capaz de proporcionar excelente regulación de carga, pero es necesario tomar ciertas precauciones para obtener un rendimiento óptimo. El resistor fijador de corriente conectado entre la terminal de ajuste y la terminal de salida, por lo general 240 Ω debe unirse en forma directa a la salida del regulador y no cerca de la carga. Esto evita la aparición de caídas en línea en serie con la regulación de referencia y degradación. Por ejemplo, un regulador de 15V con una resistencia de 0.05 Ω entre el regulador y la carga tendrá regulación de carga debido a la resistencia de línea de 0.05 Ω X I_L. Si el resistor fijador está conectado cerca de la carga la resistencia efectiva de línea será 0.05Ω (1 + R2/R1), o, en este caso, 11.5 veces peor.

La *Figura 2* muestra el efecto de la resistencia entre el regulador y el resistor fijador 240 Ω.

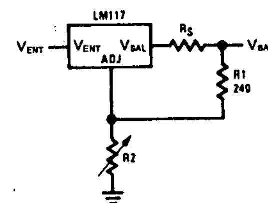


FIGURA 2. Regulador con resistencia de línea en la terminal de salida

Con el encapsulado TO-3, es fácil minimizar la resistencia de la caja al résitor fijador, por medio de dos terminales independiente a la caja. Sin embargo, debe tenerse cuidado con el encapsulado TO-5 para minimizar la extensión del cable de la terminal de salida. La tierra de R2 puede regresarse cerca de la tierra de la carga para permitir detección remota de tierra y mejorar la regulación de carga.

Diodos de protección

Cuando los capacitores externos se emplean con cualquier regulador de circuito integrado, en ocasiones es necesario añadir diodos de protección para prevenir que los capacitores descarguen hacia el regulador a través de puntos de

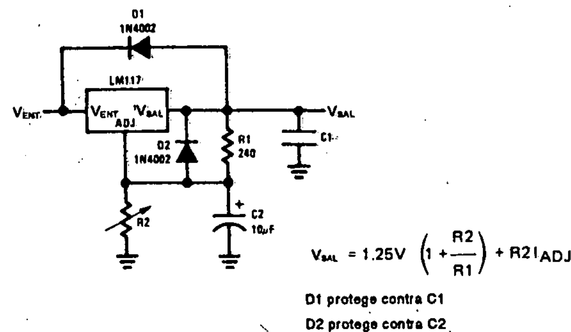
Consejos de aplicación (cont.)

corriente baja. La mayor parte de los capacitores de 10 μF, tienen resistencia interna en serie lo suficiente baja para producir puntas de descarga de 20 A cuando se cortocircuitean. Aunque la punta es breve, hay energía suficiente para dañar partes del circuito integrado.

Cuando se conecta un capacitor de salida a un regulador y se cortocircuitea la entrada, el capacitor de salida descargará hacia la salida del regulador. La corriente de descarga depende del valor del capacitor, del voltaje de salida del regulador y del rango de disminución de V_{ENT}. En el LM117, esta trayectoria de descarga es a través de una unión que es capaz de soportar un aumento de 15A sin problemas.

Esto no es cierto en otros tipos de reguladores positivos. Para capacitores de 25 μF o menos no es necesario usar diodos.

El capacitor de derivación en la terminal de ajuste puede descargar a través de una unión de bajo voltaje; la descarga ocurre cuando la entrada *o bien* la salida se cortocircuitea. Dentro del LM117 hay un resistor de 50Ω que limita la corriente pico de descarga. No se necesita protección para voltajes de 25V o menos y una capacitancia de 10 μF. En la *figura 3* se muestra un LM117 con diodos de protección para emplearse con salidas de más de 25V y altos valores de capacitancia de salida.



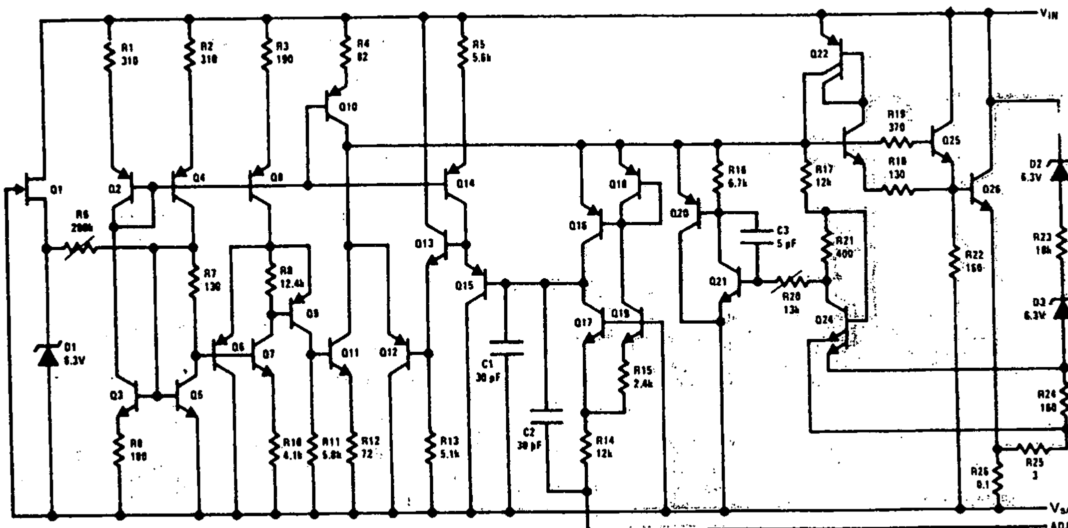
$$V_{SAL} = 1.25V\left(1 + \frac{R2}{R1}\right) + R2\,I_{ADJ}$$

D1 protege contra C1

D2 protege contra C2

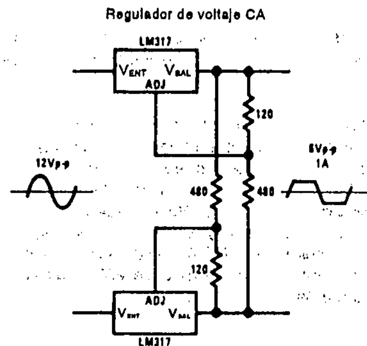
FIGURA 3. Regulador con diodos de protección

Diagrama esquemático

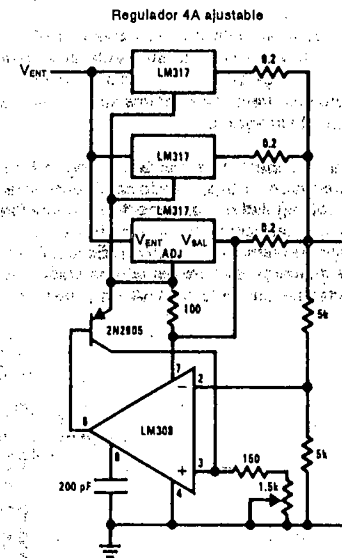


Aplicaciones típicas

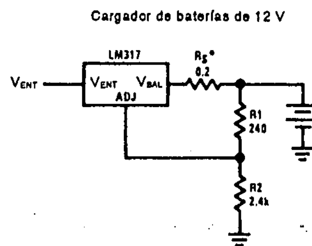
Regulador de voltaje CA



Regulador 4A ajustable



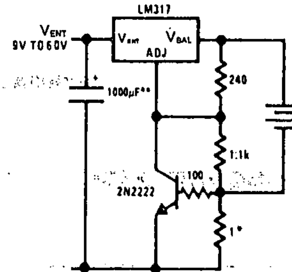
Cargador de baterías de 12 V



$Z_{SAL} \approx R_S$. El empleo de Rs permite tazas bajas de carga con batería totalmente cargada

$$\left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

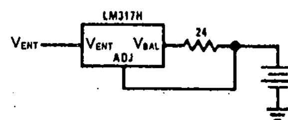
Cargador de 6 V de corriente limitada



* Establece la corriente pico (0.6 para 1 Ω)

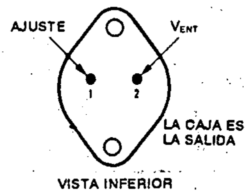
**Se recomienda el 1000 μF para filtrar transitorios de entrada

Cargador de batería de corriente constante de 50 mA



Diagramas de conexión

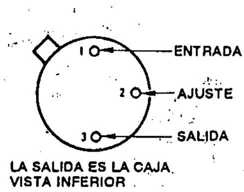
(ACERO TO-33)
Encapsulado metálico



VISTA INFERIOR

Número de orden:
LM117K ACERO
LM217K ACERO
LM317K ACERO
Véase encapsulado K02A

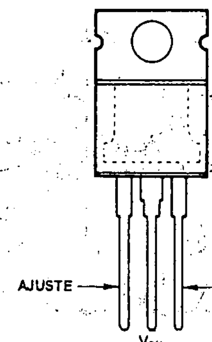
(TO-39)
Encapsulado metálico



LA SALIDA ES LA CAJA
VISTA INFERIOR

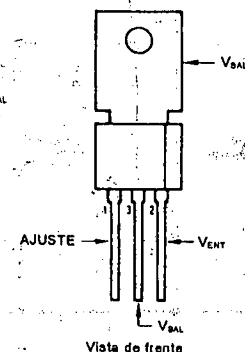
Número de orden:
LM117H
LM217H
LM317H
Véase encapsulado H03A

(TO-220)
Encapsulado plástico



Número de orden:
LM317T
Véase encapsulado T03B

(TO-202)
Encapsulado plástico



Vista de frente

Número de orden:
LM317 MP
Véase encapsulado P03A
Dispositivos en forma de lengueta
LM317 MP TB
Véase encapsulado PO3E

Bibliografía

ANALOG DEVICES, INC., *Analog-Digital Conversion Handbook* (1972), *Analog-Digital Conversion Notes* (1977), *Data Acquisition Products Catalog* (1984), *Non-linear Circuits Handbook* (1979), *Data Acquisition Products Catalog Supplement* (1984), Analog Devices Inc., Norwood, Mass.

BLH ELECTRONICS, *Strain Gages, SR4*, BLH, Waltham, Mass. (1979).

BURR-BROWN INTERNATIONAL, *Product Data Book*, Tucson, Ariz. (1984).

CLAYTON, G. G., *Operational Amplifiers*, Butterworth & Company (Publishers) Ltd., London (1971).

COUGHLIN, ROBERT F., and VILLANUCCI, ROBERT F., *Introductory Operational Amplifiers and Linear ICs, Theory, and Experimentation*, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J. (1990).

DRISCOLL, FREDERICK F., *6800/68000 Microprocessors*, Breton Publishers, Boston (1987).

DRISCOLL, FREDERICK F., and COUGHLIN, ROBERT F., *Solid State Devices and Applications*, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J. (1975).

FAIRCHILD INSTRUMENT AND CAMERA CORPORATION, *Linear Division Products* (1982), *Voltage Regulator Handbook* (1974), Fairchild, Mountain View, Calif.

FREDERIKSEN, THOMAS M., *Intuitive IC Op Amps*, National Semiconductor Technology Series, National Semiconductor Corporation, Santa Clara, Calif. (1984).

HARRIS CORPORATION, *Linear and Data Acquisition Products*, Harris, Melbourne, Fla. (1980).

MORRISON, R., *Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation*, John Wiley & Sons, Inc., New York (1967).

MOTOROLA SEMICONDUCTOR PRODUCTS, INC., *More Value Out of Integrated Operational Amplifier Data Sheets*, AN-273A, Motorola, Phoenix, Ariz. (1970).

NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION, *Linear Databook* (1988), *Linear Applications Handbook* (1988), *Special Functions Databook* (1979), *Voltage Regulator Handbook* (1980), *Audio Handbook* (no date), *Linear Supplement Databook* (1988), National Semiconductor Corporation, Santa Clara, Calif.

PHILBRICK RESEARCHES, INC., *Applications Manual for Computing Amplifiers for Modeling, Measuring, Manipulating and Much Else*, Nimrod Press, Inc., Boston (1966).

PRECISION MONOLITHICS, INC., *Linear and Conversion IC Products*, Precision Monolithics, Santa Clara, Calif. (1982).

SHEINGOLD, DANIEL H., *Transducer Interfacing Handbook*, Analog Devices, Inc., Norwood, Mass. (1980).

SIGNETICS CORPORATION, *Data Manual*, Signetics, Sunnyvale, Calif. (1977).

SMITH, J. I., *Modern Operational Circuit Design*, John Wiley & Sons, Inc., New York (1971).

VILLANUCCI, R., ET AL., *Electronic Techniques: Shop Practices and Construction*, 4th ed., Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J. (1990).

Indice analítico